

1 9 7 1  
Nr 61

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI  
WARSZAWA — MIEDZESZYN

PROBLEMY  
ŁĄCZNOŚCI





MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

---

BIBLIOTEKA  
Instytutu Łączności  
Nr. \_\_\_\_\_

# PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

ROK 11

WARSZAWA 1971

NR 61

---

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Branżowy Ośrodek  
Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

**Redakcja**  
**Probleatów Łączności i Przeglądu Zagadnień Łączności**

**Redaktor Naczelny - mgr inż. Jerzy Rutkowski**

**Redaktorzy działów:**

**mgr inż. Władysław Cetner, mgr inż. Adam Moniuszko,  
mgr inż. Józef Możejko**

**Adres Redakcji:**

**Instytut Łączności**

**Branżowy Ośrodek**

**Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej**

**Warszawa-Miedzészyn, ul. Szachowa 1**

**NA PRAWACH RĘKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO**

**Egz. Nr**

**00032**

**Redaktor: J. Borkowska**

**Montaż tekstu: B. Drabik**

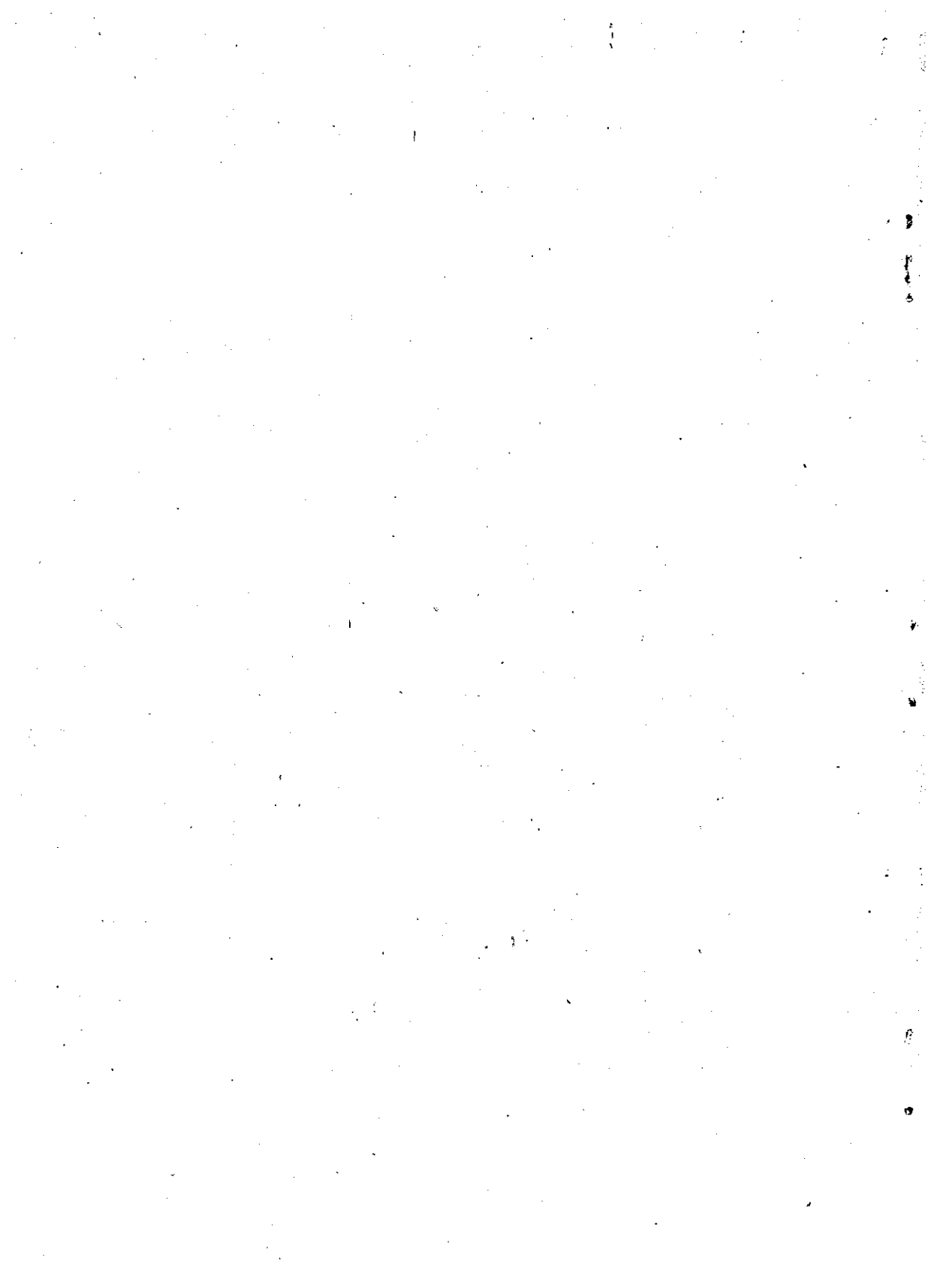
**Dział Wydawniczy Instytutu Łączności  
Format B5. Nakład 762. Druk ukończono  
w maju 1971 r.**

# PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

## System telefonii nośnej TN 960 (część I)

### SPIS TREŚCI

	Str.
1. Włodzimierz Barjasz, Edward Głuszczyk - Urządzenia traktu liniowego systemu TN 960	1
2. Elżbieta Kasprowicz, Kazimierz Jankowski, Marian Zientalski - Automatyczna regulacja poziomu w systemie TN 960	32
3. Elżbieta Kasprowicz, Kazimierz Jankowski, Marian Zientalski - Analizatory poziomu nadajników pilota systemu TN 960	71
4. Elżbieta Herter-Skibińska, Jan Kochman, Bohdan Makowski - Nadajniki prądów pilotowych	76



Włodzimierz Barjasz

Edward Głuszczyk

## URZĄDZENIA TRAKTU LINIOWEGO SYSTEMU TN 960

### 1. WSTĘP

Opisywane w niniejszej serii artykułów urządzenia traktu liniowego systemu TN 960 są przeznaczone do pracy na małowymiarowych torach współosiowych 1,2/4,4 mm. Urządzenia te stanowią jeden z członów rodziny systemów współosiowych TN 300/960/2700, której podstawowe parametry są znormalizowane międzynarodowo przez CCITT. Rodzina ta, w zakresie dotyczącym urządzeń traktów liniowych, utworzona jest w ten sposób, że około trzykrotne rozszerzenie pasma liniowego jest uzyskiwane przez dwukrotne zmniejszenie długości odcinka wzmacniakowego. Wykorzystanie tej zasady oraz wprowadzenie pełnej unifikacji konstrukcji mechanicznych i elektrycznych pozwala na łatwą i szybką przebudowę linii współosiowej na system o trzykrotnie większej przepustowości na drodze wymiany wzmacniaków i dwukrotnym zwiększeniu ich liczby.

Pierwszy członek tej rodziny, system TN 300, został już w kraju opracowany przez Państwowe Zakłady Teletransmisyjne. Prace nad drugim członem rodziny zostały podjęte dla przyspieszenia opracowania i odciążenia Biura Konstrukcyjnego PZT, w zapleczu naukowo-badawczym, tzn. w zespole, w skład którego wchodzi: Instytut Łączności,

Instytut Teleelektroniki Politechniki Warszawskiej i Instytut Technologii Elektronicznej Politechniki Gdańskiej. Całość prac jest prowadzona i koordynowana przez Instytut Łączności.

Opracowanie rozpoczęto w IV kwartale 1967 r. Do końca 1970 r. zostały opracowane modele użytkowe wszystkich urządzeń traktu liniowego, a w ciągu roku 1971 modele użytkowe będą powielone w ilości niezbędnej do wyposażenia trasy doświadczalnej o długości 4x20 km (jeden kierunek).

Termin "modele użytkowe" należy rozumieć jako końcowy efekt projektu technicznego, tzn. jako fazę opracowania równoważną prototypowi. Odmienną terminologię zastosowano jedynie z uwagi na fakt, że urządzenia te nie zostały wykonane przez przemysł. W zasadzie przy opracowywaniu modeli użytkowych stosowane wszystkie wytyczne konstrukcyjne i prowadzenia dokumentacji technicznej, aktualnie obowiązujące w Państwowych Zakładach Teletransmisyjnych, a także szeroko stosowano typowe konstrukcje mechaniczne (stojaki, zespoły, skrzynie) i elektryczne (zasilacze, łączność służbowa, zdalna sygnalizacja) zastosowane uprzednio w systemie TN 300. Jednak z uwagi na bardzo szybkie zmiany w technologii produkcji, przewiduje się, że w momencie przekazywania modeli użytkowych do przemysłu, co nastąpi po rocznych badaniach modeli na trasie doświadczalnej (1972-1973), będzie niezbędne wprowadzenie częściowych zmian zarówno z powodu adaptacji do aktualnej technologii, jak i w wyniku doświadczeń zdobytych w czasie badań na linii doświadczalnej.



## 2. OGÓLNA CHARAKTERYSTYKA SYSTEMU

### 2.1. Pasmo liniowe

Trakt liniowy systemu TN 960 powinien umożliwiać przesyłanie pasma częstotliwości od 60 do 4710 kHz, przy czym użyteczne pasmo zawiera się pomiędzy 60 a 4028 kHz, natomiast powyżej tego pasma jest przesyłany liniowy prąd pilotowy o częstotliwości 4287 kHz oraz prądy zdalnej impulsowej kontroli traktu  $4660 \pm 50$  kHz.

Przewiduje się, że w systemie TN 960 będą stosowane dwa warianty rozmieszczenia grup w pasmie liniowym:

- a) 16 grup wtórnych w pasmie 60 + 4028 kHz (rys.1a)<sup>x)</sup>
- b) 3 grupy trójne w pasmie 64 + 4024 kHz (rys. 1b).

Wariant pierwszy z 16 grupami wtórnymi pozwala na elastyczną gospodarkę grupami wtórnymi (60-kanalowymi) zarówno na stacjach przelotowych za pomocą filtrów transferowych jak i na stacjach końcowych bez potrzeby stosowania urządzeń przemiany grup trójnych. Wariant ten w pierwszym okresie stosowania systemu TN 960 będzie wariantem podstawowym.

Drugi wariant zagospodarowania pasma liniowego, z trzema grupami trójnymi, znajdzie zastosowanie w tych relacjach, które będą współpracowały z systemami o wyższej krotności, jak na przykład z systemem K1920.

Jednakże transfery pomiędzy różnymi systemami pracują-

---

<sup>x)</sup> Wszystkie rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.

cymi w sieci krajowej na poziomie grupy trójnej (tzn. 300 kanałów) będą uzasadnione dopiero po osiągnięciu takiego natężenia ruchu telefonicznego i takiego stopnia rozbudowy sieci, aby było możliwe i celowe organizowanie bezpośrednich prześlei trójnogrupowych pomiędzy odległymi miastami wojewódzkimi. Z tych względów można założyć, że w okresie najbliższego dziesięciolecia wariant z grupami trójnymi nie znajdzie szerszego zastosowania.

Wariant z grupami wtórnymi, oprócz łatwej możliwości rozdzielania grup wtórnych na stacjach końcowych, daje także możliwość wydzielania grup na przelotowych stacjach wzmacniakowych (obsługiwanych). Opracowywane filtry transferu bezpośredniego pozwalają na wydzielenie: jednej grupy wtórnej (Nr 2 - numeracja wg rys. 1); dwóch grup wtórnych (Nr 1 i 2) oraz pięciu grup (Nr od 1. do 5). Umożliwia to utworzenie bezpośrednich wiązek 60-, 120- lub 300-krotnych do miejscowości (lub między miejscowościami) leżącymi na trasie systemu TN 960. Wydzielenie pięciu grup wtórnych umożliwia ponadto bezpośrednią współpracę z systemem TN 300.

Grupa wtórna Nr 2 znajduje się w pasmie liniowym w położeniu podstawowym, tzn. nie wymaga demodulacji przy wydzielaniu z pasma liniowego, i odwrotnie. Dzięki temu można ją w łatwy i tani sposób wielokrotnie wydzielać i ponownie wprowadzać wykorzystując do tego celu jedynie filtry transferowe. Stosując dodatkowo filtry transferu grup pierwotnych (FTGP), można na stacjach przelotowych zakańczać dowolną liczbę (z pięciu) grup

pierwotnych. W ten sposób można zorganizować na trasie przebiegu linii systemu TN 960 połączenia lokalne pomiędzy miejscowościami, w których znajdują się stacje przelotowe, za pomocą grup wtórnych lub pierwotnych. Szczegółowe omówienie zagadnienia transferów bezpośrednich zostanie omówione w odrębnym artykule w *Problemach Łączności* nr .

## 2.2. Szumy

Zgodnie z międzynarodowymi zaleceniami określonymi przez CCITT, psfometryczna moc zakłóceń i szumów, wnoszonych przez urządzenia traktu liniowego o długości równej długości łącza odniesienia (tzn. 2500 km), nie powinna przekraczać 7500 pW w punkcie o poziomie względnym zero.

Przy projektowaniu urządzeń przyjęto, że moc zakłóceń wnoszona przez trakt liniowy pochodzi z szumów termicznych i szumów intermodulacyjnych, natomiast moc zakłóceń pochodzących od przeników w kablu współosiowym jest do pominięcia.

Podana wartość oznacza, że 1 km traktu liniowego nie powinien wnosić zakłóceń (mierzonych psfometrycznie) większych niż 3 pW. Dla uzyskania niezbędnych zapasów oraz dla spełnienia zalecanego warunku na moc szumów i zakłóceń w dostatecznym zakresie poziomów, w czasie projektowania i opracowywania urządzeń przyjęto, że moc szumów powinna wynosić 1,5 pW dla poziomu nominalnego.

### 3. STRUKTURA TRAKTU LINIOWEGO

#### 3.1. Charakterystyka stacji wzmacniakowych

Trakt liniowy systemu TN 960 obejmuje urządzenia oraz współosiowy tor kablowy zawarty między przełącznikami liniowymi sąsiednich, końcowych stacji wzmacniakowych. Należy rozróżnić w trakcie liniowym następujące rodzaje stacji:

- stacje wzmacniakowe obsługiwane (SWO),
- stacje wzmacniakowe nieobsługiwane (SWN),

przy czym stacje wzmacniakowe obsługiwane podzielić można na:

- stacje wzmacniakowe główne, wyposażone we wzmacniaki końcowe,
- stacje wzmacniakowe przelotowe, wyposażone we wzmacniaki przelotowe.

Stacje wzmacniakowe główne (końcowe) umożliwiają współpracę krotnic (urządzeń przemiany) z urządzeniami traktu liniowego. W stacjach tych pracować będą urządzenia traktu liniowego umieszczone w stojakach wzmacniaków końcowych SWK TN 960, które umożliwią między innymi:

- wzmocnienie (z preemfazą) sygnałów zawartych w liniowym pasmie częstotliwości do poziomu - 1,0 Npr przy 4,028 MHz,
- korekcję zniekształceń tłumieniowych wprowadzonych

przez odcinek kabla współosiowego oraz automatyczną regulację wzmacnienia kierunku odbiorczego za pomocą prądu pilotowego 4287 kHz (60 kHz),

- wprowadzenie prądów pilotowych, pomiarowych i prądów impulsowej kontroli traktu,
- zdalne zasilanie nieobsługiwanych stacji wzmacniakowych,
- transfer bezpośredni 1, 2 lub 5 grup wtórnych.

Ponadto w stacjach wzmacniakowych głównych pracować będą urządzenia łączności służbowej i urządzenia do ciśnieniowej kontroli szczelności powłok kablowych.

W stacjach wzmacniakowych przelotowych pracować będą urządzenia traktu liniowego umieszczone w stojakach wzmacniaków liniowych SWL TN 960, umożliwiające:

- korekcję zniekształceń tłumieniowych odcinka kablowego oraz wzmocnienie sygnałów liniowych do poziomu -
  - 1,0 Npr dla 4,028 MHz,
- automatyczną regulację wzmacnienia za pomocą prądu pilotowego,
- zdalne zasilanie nieobsługiwanych stacji wzmacniakowych,
- wprowadzenie i wydzielenie prądów pomiarowych i prądów impulsowej kontroli traktu,
- transfer bezpośredni 1, 2 lub 5 grup wtórnych.

W stacjach tych pracować również będą urządzenia łącz-

ności służbowej i urządzenia do ciśnieniowej kontroli kabli.

Stacje wzmacniakowe nieobsługiwane (SWN) można podzielić na:

- stacje wzmacniakowe nieobsługiwane z automatyczną regulacją poziomu za pomocą prądu pilotowego,
- stacje wzmacniakowe nieobsługiwane z samoczynną regulacją termiczną za pomocą czujnika temperaturowego.

W stacjach tych pracować będą nieobsługiwane, zdalnie zasilane wzmacniaki przelotowe umożliwiające korekcję temperaturowych zmian tłumienności poprzedzającego odcinka kablowego i utrzymanie stałego poziomu wyjściowego, przy określonych zmianach temperatury ziemi w zależności od pory roku. Nieobsługiwane stacje wzmacniakowe z automatyczną regulacją poziomu za pomocą prądu pilotowego umożliwiają ponadto kompensację błędów powstałych na skutek niedokładności działania samoczynnej regulacji termicznej.

Zgodnie z wymaganiami na urządzenia traktu liniowego systemu TN 960 pomiędzy dwoma stacjami, SWO może pracować do 16 stacji wzmacniakowych nieobsługiwanych. Przewiduje się, że co najmniej 2 stacje SWN będą miały automatyczną regulację poziomu za pomocą prądu pilotowego (4287 kHz), a pozostałe samoczynną regulację termiczną. Ze względów konstrukcyjnych stacja SWN z automatyczną regulacją poziomu za pomocą prądu pilotowego nie może być ostatnią zdalnie zasilaną stacją nieobsługiwaną. Na

rysunku 2 pokazano przykładowo w sposób uproszczony schemat blokowy odcinka traktu liniowego SWO-SWO.

### 3.2. Urządzenia traktu liniowego

#### 3.2.1. Stojak wzmacniaków końcowych SWK TN 960

Stojak wzmacniaków końcowych wyposażony jest w następujące zespoły:

- wzmacniacze (korygowane z automatyczną regulacją wzmacnienia i wzmacniacze o płaskiej charakterystyce częstotliwościowej),
- urządzenie automatycznej regulacji poziomu za pomocą prądu pilotowego 4287 kHz,
- korektory (błędów systematycznych, błędów przypadkowych, prądów pilotowych i okablowania stacyjnego),
- nadajniki prądów pilotowych 4287 kHz i 60 kHz,
- układy preemfazy i deemfazy,
- filtry zaperowe 4287 kHz i 60 kHz,
- wydłużniki torowe<sup>x)</sup>,
- zwrotnice zdalnego zasilania,
- nadajniki zdalnego zasilania,
- układ wprowadzania i wydzielania prądów pilotowych,

---

<sup>x)</sup> Zespoły uzupełniające tłumienność poprzedzającego odcinka wzmacniakowego do nominalnej wartości.

prądów pomiarowych i prądów impulsowej kontroli traktu,

- urządzenie transferu bezpośredniego,
- zespoły pomocnicze,
- zasilacz lokalny.

Urządzenia (zespoły) są umieszczone w stojakach o ujednoczonej konstrukcji i o wymiarach 2560 x 600 x 225 mm.

Schemat blokowy stojaka wzmacniaków końcowych jest przedstawiony na rys. 3. W kierunku nadawczym sygnały zawarte w liniowym pasmie częstotliwości przechodzą ze stojaka przemiany grup wtórnych poprzez korektory okablowania stacyjnego, filtry zaporowe prądów pilotowych 4287 kHz i 60 kHz, przez rozgałęźniki przeznaczone do wprowadzenia prądów pilotowych i prądów pomiarowych oraz prądów impulsowej kontroli traktu, przez układ preemfazy i decierają do wzmacniacza nadawczego o płaskiej charakterystyce częstotliwości.

Dołączone do wyjścia wzmacniacza, za pomocą układu rozgałęźników, odbiorniki prądów pilotowych umożliwiają kontrolę kierunku nadawczego. Z wyjścia wzmacniacza sygnał przechodzi przez wydłużniki torowe, a następnie przez filtr górnoprzepustowy zwrotnicy i zostaje wprowadzony na tory.

W urządzeniu zastosowano preemfazę ok. 1,15 Np. Wstępnie przyjęto, że charakterystyka preemfazy określona będzie zależnością (zgodnie z CCITT):



$$A = 10 \log \left| 1 + \frac{a}{1 + \frac{b}{\left(\frac{f}{f_r} + \frac{f_r}{f}\right)^2}} \right|$$

gdzie:  $a = 10$

$b = 3$

$f_r = 4,7 \text{ MHz}$

W kierunku odbiorczym sygnał po przejściu przez filtr górnoprzepustowy zwrotnicy zdalnego zasilania przechodzi następnie przez wydłużniki torowe, wzmacniacz korygowany i zestaw korektorów i dociera do wzmacniacza o płaskiej charakterystyce takiego samego jak w kierunku nadawczym. Na wyjściu wzmacniacza zostają wydzielone prądy pilotowe za pomocą odpowiednich odbiorników.

Prąd pilotowy 4287 kHz jest wykorzystywany do automatycznej regulacji poziomu. Współpracujące z odbiornikiem układy analizujące, liczące i sterujące dostarczają prąd regulacyjny, który oddziałuje na wzmożenie wzmacniacza korygowanego, regulując w ten sposób poziom na jego wyjściu.

Przy dłuższych odcinkach trasy wykorzystuje się dodatkowo urządzenie do automatycznej regulacji poziomu za pomocą prądu 60 kHz, wydzielonego przez odbiornik pilota dołączony do wyjścia wzmacniacza o płaskiej charakterystyce częstotliwości. Współpracujące z tym odbiornikiem układy analizujące, liczące i sterujące powodują zmianę charakterystyki korektora dodatkowego 60 kHz, w

rezultacie czego następuje zmniejszenie odchyłek tłumienności wynikowej w dolnej części pasma.

Z wyjścia wzmacniacza sygnał przechodzi kolejno przez deemfazę, filtry zaporowe 4287 kHz i 60 kHz i korektor okablowania stacyjnego i dostarczony zostaje do stojaka przemiany grup wtórnych.

Umieszczone zarówno w kierunku nadawczym jak i odbiorczym korektory okablowania stacyjnego umożliwiają skompensowanie zniekształceń tłumieniowych wnoszonych przez okablowanie stacyjne, pomiędzy stojakiem wzmacniaków końcowych a stojakiem przemienników grup wtórnych. Zarys korygowanych zniekształceń wynosi 0,25 Np. Dokładność  $\pm 0,03$  Np.

Zespoły wydłużników torowych umożliwiają wydłużenie pod względem elektrycznym odcinka wzmacniakowego między stacją obsługiwaną a sąsiednią nieobsługiwaną stacją wzmacniakową od połowy odcinka do długości nominalnej, skokowo co 0,4 Np. Zespoły wydłużników torowych łącznie z ręczną regulacją wzmocnienia wzmacniacza korygowanego umożliwiają lokalizację stacji nieobsługiwanej z dokładnością do  $\pm 100$  m.

Korektor deemfazy posiada tak dobrą charakterystykę częstotliwościową, że w połączeniu z preemfazą daje płaski przebieg prostoliniowy z dokładnością do 0,03 Np.

### 3.2.2. Stojak wzmacniaków liniowych SWL TN 960

Stojak wzmacniaków liniowych jest wyposażony w następujące zespoły:

- wzmacniacze (jak w SWK)
- urządzenie automatycznej regulacji poziomu (jak w SWK),
- korektory (jak w SWK, bez korektora okablowania stacyjnego),
- filtr zaporowy 4660 kHz,
- wydłużniki torowe,
- zwrotnice zdalnego zasilania,
- nadajniki zdalnego zasilania,
- układ wprowadzenia prądów pomiarowych i prądów impulsowej kontroli traktu,
- urządzenie transferu bezpośredniego,
- zespoły pomocnicze,
- zasilacz lokalny.

Urządzenia (zespoły) są umieszczone podobnie jak SWK w stojakach o ujednoliconej konstrukcji o wymiarach 2560 x 600 x 225 mm.

Schemat blokowy stojaka wzmacniaków liniowych przedstawiony jest na rys. 4. Wyposażenie stojaka, a co za tym idzie i działanie urządzeń jest identyczne dla obu kierunków transmisji. Sygnał przychodzący z toru po przejściu przez filtr górnoprzepustowy zwrotnicy zdalnego zasilania przechodzi następnie przez wydłużniki torowe, wzmacniacz korygowany, filtr zaporowy 4660 kHz, zestaw korektorów i układ wprowadzenia prądów pomiarowych i prądów impulsowej kontroli traktu i dociera do wzmacniacza

o płaskiej charakterystyce, takiego samego jak w stojaku SWK. Na wyjściu tego wzmacniacza zostają wydzielone za pomocą odpowiednich odbiorników prądu pilotowe wykorzystywane analogicznie jak w SWK do automatycznej regulacji poziomu. Z wyjścia wzmacniacza sygnał przechodzi przez wydłużniki torowe, a następnie filtr górnoprzepustowy zwrotnicy zdalnego zasilania i wprowadzony zostaje do toru.

### 3.2.3. Nieobsługiwana stacja wzmacniakowa

3.2.3.1. Nieobsługiwana stacja wzmacniakowa z automatyczną regulacją poziomu prądem pilotowym (ARP) wyposażona jest w nieobsługiwane, zdalnie zasilane wzmacniaki zawierające:

- wzmacniacze korygowane (po jednym dla obu kierunków transmisji),
- urządzenie automatycznej regulacji poziomu za pomocą prądu pilotowego 4287 kHz, zasilające odbiornik i regulator,
- zwrotnice zdalnego zasilania,
- filtr poprzeczny (środkowoprzepustowy) impulsowej kontroli traktu,
- zabezpieczenie przed przepięciami,
- układ zdalnej sygnalizacji.

Zespoły są umieszczone w hermetycznym zasobniku, ulokowanym w studni kablowej lub bezpośrednio w ziemi.

Schemat blokowy nieobsługiwanej stacji wzmacniakowej z ARPP przedstawiony jest na rys. 5. Sygnał przychodzący z toru, po przejściu przez filtr górnoprzepustowy zwrotnicy zdalnego zasilania dociera do wzmacniacza korygowanego. Na wyjściu tego wzmacniacza zostaje za pomocą odbiornika prądu pilotowego wydzielony prąd 4287 kHz, wykorzystany do automatycznej regulacji poziomu. Współpracujący z odbiornikiem układ analizujący i sterujący oddziałuje na wzmocność wzmacniacza, regulując w ten sposób poziom na jego wyjściu. Następnie sygnał przechodzi przez filtr górnoprzepustowy drugiej zwrotnicy i zostaje wprowadzony na tor. Umieszczony we wzmacniaku filtr środkowoprzepustowy 4660 kHz stwarza drogę przejścia dla impulsów zdalnej kontroli traktu liniowego, umożliwiając w ten sposób kontrolę jego stanu.

Filtry dolnoprzepustowe zwrotnic zdalnego zasilania wydzielają prąd zdalnego zasilania przesyłany po wewnętrznych żyłach kabla współosiowego.

Umieszczony w nieobsługiwanej stacji wzmacniakowej układ zdalnej sygnalizacji przekazuje do stacji obsługiwanej, zasilającej zdalnie dany odcinek toru, odpowiednie kryteria, świadczące o wielkości ciśnienia w zasobniku, butli i w kablu, jak również informujące o otwarciu bądź zamknięciu władu do studzienki. Ponadto umieszczony we wzmacniaku układ zdalnej sygnalizacji umożliwia ustalenie przerwy lub zwarcia w obwodzie zdalnego zasilania.

3.2.3.2. Nieobsługiwana stacja wzmacniakowa z samoczynną regulacją termiczną jest wyposażona analogicznie jak stacja wymieniona w p. 3.2.3.1, z wyjątkiem urządzenia do automatycznej regulacji poziomu. Rolę tego urządzenia przejmuje w pewnym sensie czujnik temperaturowy współpracujący z układem korekcyjnym, umieszczonym w pętli sprzężenia zwrotnego wzmacniacza. Zmiany temperatury w zasobniku, odpowiadające w przybliżeniu zmianom temperatury kabla, powodują zmianę parametrów czujnika, tym samym zmieniając wielkość sprzężenia zwrotnego, a co za tym idzie i wzmacnienie wzmacniacza.

Ostatnia zdalnie zasilana nieobsługiwana stacja wzmacniakowa zawiera dodatkowo transformatory do galwanicznego rozdzielania odcinków zdalnego zasilania i filtr zaporowy 4660 kHz do ograniczenia odcinka impulsowej kontroli traktu.

Schemat blokowy nieobsługiwanej stacji wzmacniakowej z samoczynną regulacją termiczną jest przedstawiony na rys. 6, a ostatniej zdalnie zasilanej stacji na rys. 7.

### 3.3. Regulacja poziomu

#### 3.3.1. Samoczynna regulacja wzmacnienia przy użyciu czujnika temperaturowego

Samoczynna regulacja poziomu za pomocą czujnika temperaturowego, z uwagi na prostotę układu i stosunkowo niski koszt, jest powszechnie stosowana w nieobsługiwanych stacjach wzmacniakowych. Umożliwia kompensację tem-

peraturowych zmian częstotliwościowej charakterystyki tłumienności poprzedzającego odcinka wzmacniakowego toru o znamionowej długości, w całym użytecznym pasmie częstotliwości (60...4287 kHz) przy zmianach temperatury od  $+1^{\circ}\text{C}$  do  $+17^{\circ}$  ( $9^{\circ}\text{C} \pm 8^{\circ}\text{C}$ ).

Zakres samoczynnej regulacji termicznej wynosi ok.  $\pm 0,15$  Npr dla częstotliwości 4028 kHz.

Powstałe wskutek niedokładności sterowania odchyłki poziomu (błąd korekcji) na kilku nieobsługiwanych stacjach wzmacniakowych są wyrównywane za pomocą regulatorów prądu pilotowego, umieszczanych stosunkowo rzadko, w większych odległościach, w stacjach wzmacniakowych nieobsługiwanych z ARP i w stacjach wzmacniakowych obsługiwanych. Należy podkreślić, że błąd korekcji zależy jest od liczby wzmacniaków liniowych i różnicy temperatury kabla i wzmacniaka.

### 3.3.2. Automatyczna regulacja poziomu przy użyciu prądu pilotowego

Automatyczna regulacja poziomu przy użyciu prądu pilotowego 4287 kHz pozwala na dokładne utrzymanie poziomu na wyjściu wzmacniaka. Urządzenia ARP umożliwiają:

- kompensację temperaturowych zmian częstotliwościowej charakterystyki tłumienności poprzedzającego odcinka wzmacniakowego w pasmie częstotliwości 60 + 4287 kHz przy zmianach temperatury od  $+1^{\circ}\text{C}$  do  $+17^{\circ}\text{C}$ ;
- korekcję niedokładności w działaniu układów samoczyn-

nej regulacji termicznej, znajdujących się w stacjach nieobsługiwanych pomiędzy stacjami wyposażonymi w ARP,

- blokadę regulatora na dotychczasowej pozycji w przypadku zaniku prądu pilotowego lub zmianę jego poziomu o więcej niż  $0,3 N_p$  od wartości nominalnej.

Dokładność, z jaką układ ARP utrzymuje poziom wyjściowy wzmacniacza, wynosi  $\pm 0,05 N_p$ .

### 3.4. Korekcja zniekształceń tłumieniowych

Jednym z bardziej złożonych zagadnień występujących w systemie TN 960 był wybór sposobu korekcji zniekształceń tłumieniowych oraz opracowanie odpowiednich układów korekcji. Ustalono, że urządzenia traktu liniowego umieszczone w obsługiwanych stacjach wzmacniakowych będą wyposażone w korektory umożliwiające:

- korekcję podstawową (we wszystkich stacjach wzmacniakowych),
- korekcję błędów systematycznych,
- korekcję błędów przypadkowych.

Ponadto urządzenia są wyposażone w korektory prądów pilotowych i korektory dodatkowe 60 kHz.

Korekcja podstawowa, realizowana we wzmacniaczu korygowanym, polega na ukształtowaniu charakterystyki częstotliwościowej wzmacniacza w funkcji częstotliwości, tak aby odpowiadała ona charakterystyce tłumienności odcinka wzmacniakowego o znamionowej długości. Dokładność



charakterystyki wzmacniacza w odniesieniu do charakterystyki tłumieniowej poprzedzającego odcinka wzmacniakowego wynosi  $\pm 0,03$  Np.

Korekcja błędów systematycznych umożliwia kompensację sumy błędów systematycznych korekcji podstawowej. Korygowane mają być zniekształcenia tłumieniowe deformujące charakterystykę przenoszenia jako całość, jak na przykład zmiana nachylenia, wybrzuszenia, wklęśnięcia lub pojedyncze zafalowania. Zakres korygowanych zniekształceń wynosi  $\pm 0,4$  Np.

Korekcja błędów przypadkowych przy użyciu korektora dokładnego umożliwia kompensację resztkowych zniekształceń tłumieniowych, pozostałych po korekcji podstawowej i po korekcji błędów systematycznych, oraz kompensację zniekształceń wolnozmiennających się w czasie. Zakres korygowanych zniekształceń wynosi  $\pm 0,5$  Np.

Poziomy prądów pilotowych 4287 kHz i 60 kHz są użyte jako kryteria regulacji wzmocności i korekcji przenoszonego pasma 60 + 4287 kHz. Odstęp ich poziomu od poziomu pomiarowego powinien mieć dokładnie określoną wartość, tj. - 1,2 Np m0, zarówno na wyjściu kierunku nadawczego, jak i w punkcie wydzielenia prądów pilotowych. Występujące na odcinku pomiędzy dwoma stacjami obsługiwanymi odchyłki poziomu prądów pilotowych w stosunku do poziomów użytecznych są korygowane przez korektor prądów pilotowych. Zakres korygowanych zniekształceń wynosi  $\pm 0,05$  Np.

Należy również zaznaczyć, że w długich traktach liniowych zmiana tłumienności kabla przy niższych częstotliwościach

ściach nie zostaje w pełni uchwycona przez układ automatycznej regulacji poziomu za pomocą prądu pilotowego 4287 kHz. W celu skorygowania tych błędów oraz dla poprawienia stabilności tłumienności wynikowej stosowany jest korektor dodatkowy, regulowany automatycznie za pomocą prądu pilotowego 60 kHz. Zakres regulacji korektora wynosi  $\pm 0,4$  Np.

### 3.5. Zasilanie urządzeń traktu liniowego

#### 3.5.1. Zasilanie lokalne

Urządzenia traktu liniowego systemu TN 960 pracujące w stacjach obsługiwanych przystosowane są do zasilania ze stabilizowanych źródeł: napięcia zmiennego  $220\text{ V} \pm 3\%$  lub napięcia stałego  $20\text{ V} \pm 3\%$ . Mogą być też zasilane bezpośrednio z baterii akumulatorów o napięciu zmieniającym się w zależności od stanu naładowania w granicach  $24\text{ V} + 8\text{ V}$  -  $4\text{ V}$ . Napięcia te mogą być doprowadzone do łączówki zasilającej znajdującej się na listwie górnej stojaków SWK lub SWL. Przy zasilaniu prądem zmiennym zawartość harmonicznych w napięciu doprowadzonym do stojaka nie powinna przekroczyć 13%. Znajdujący się w stojakach zasilacz dostarcza napięcie  $20\text{ V} \pm 3\%$  przeznaczone do zasilania obwodów tranzystorowych niezależnie od rodzaju doprowadzonego źródła zasilania, natomiast obwody prądu stałego przeznaczone do celów sygnalizacji powinny być zasilane napięciem  $24\text{ V} \begin{matrix} +8\text{ V} \\ -2\text{ V} \end{matrix}$  lub  $20\text{ V} \pm 3\%$ , dopro-

wadzonych do zasilacza z łączówki zasilającej.

Zasilacz ma ponadto zabezpieczenia poszczególnych obwodów napięć zasilających oraz gniazda pomiarowe i układ sygnalizacji przepalenia bezpieczników.

### 3.5.2. Zasilanie zdalne

Urządzenia traktu liniowego systemu TN 960 wyposażone są w urządzenia (nadajniki zdalnego zasilania) umożliwiające zdalne zasilanie podziemnych, nieobsługiwanych stacji wzmacniakowych prądem stałym, stabilizowanym 75 mA. Maksymalne napięcie zdalnego zasilania wynosi 2 x 250 V. Zdalne zasilanie realizowane jest po wewnętrznych żyłach par współosiowych w szeregowym połączeniu urządzeń zasilanych.

Każda obsługiwana stacja wzmacniakowa może zasilać do 8 stacji nieobsługiwanych, przy czym ze stacji końcowej zasilanie będzie w jednym kierunku, a ze stacji przelotowej w obu kierunkach (w stosunku do stacji zasilającej). Odcinek zdalnego zasilania obejmuje więc połowę ilości stacji zdalnie zasilanych, znajdujących się pomiędzy stacjami zasilającymi. Maksymalna odległość pomiędzy stacjami zasilającymi nie powinna przekroczyć 68 km w przypadku stosowania linii z torami małowymiaryowymi typu 1,2/4,4 mm i 151 km w przypadku stosowania linii z torami normalnowymiaryowymi typu 2,6/9,5 mm.

### 3.6. Łączność służbowa i zdalna sygnalizacja

#### 3.6.1. Urządzenia łączności służbowej

Urządzenia łączności służbowej służą do zapewnienia łączności na trasie nośnego systemu teletransmisyjnego. Stosuje się następujące trzy rodzaje łączy służbowych:

- łączy relacyjne,
- łączy trasowe,
- łączy trasowo-odcinkowe.

Łączy relacyjne - realizowane w systemie dwutorowym na drodze wydzielenia górnych kanałów telefonicznych z systemów nośnych. Łączy te powinny więc spełniać te same wymagania co łączy użytkowe. Łączy relacyjne są przeznaczone do połączeń między stacjami, w których następuje demodulacja do poziomu pasma akustycznego.

Łączy trasowe - realizowane na torach symetrycznych jako łączy dwutorowe w systemie naturalnym. Zapewniają one porozumienie telefoniczne pomiędzy stacjami końcowymi i dowolnymi stacjami przelotowymi, obsługiwanymi, danej linii. W łączy tym stacje końcowe i przelotowe mają możliwość wzajemnego wywoływania się oraz wywołania wszystkich SWO jednocześnie zewem okólnym.

Łączy trasowo-odcinkowe - realizowane analogicznie jak łączy trasowe. Łączy te zapewniają porozumienie telefoniczne pomiędzy obsługiwanymi stacjami końcowymi i przelotowymi, i ponadto zapewniają łączność ze stacjami

nieobsługiwany. W łączy trasowo-odcinkowym stacje końcowe i przelotowe powinny mieć możliwość wzajemnego wywołania się, a także porozumienia telefonicznego ze znajdującymi się pomiędzy nimi nieobsługiwany stacjami przelotowymi.

### 3.6.2. Tory dla łączności służbowej

Dla łączy trasowego i trasowo-odcinkowego wykorzystuje się cztery symetryczne tory pupinizowane o średnicy żył 0,7 mm w kablu małowymiarowym. Tłumienność jednostkowa toru przy 800 Hz nie powinna być większa od 0,025 Np/km. Częstotliwość graniczna toru wynosi około 5 kHz.

Wzmacniaki łączności służbowej w łączy trasowym i trasowo-odcinkowym znajdują się wyłącznie na SWO.

### 3.6.3. Urządzenia zdalnej sygnalizacji

Urządzenia zdalnej sygnalizacji przeznaczone są do przekazywania informacji o stanie kabla do stacji obsługiwanych i nieobsługiwanych stacji wzmacniakowych.

Sygnalizowane są następujące kryteria alarmowe:

- otwarcie wlotu zasobnika w stacji nieobsługiwanej,
- naruszenie szczelności zasobnika,
- naruszenie szczelności kabla,
- spadek ciśnienia w butli zasilającej w sprężone powietrze układ kontroli ciśnieniowej kabla.

W nieobsługiwanych stacjach wzmacniakowych są umieszczone czujniki przekazujące powyższe kryteria alarmowe,

wykorzystując w kablu małowymiarowym jeden tor symetryczny niepupinizowany o średnicy żył 0,7 mm oraz żyłę kontrolną nieizolowaną o średnicy 0,7 mm.

Zdalna sygnalizacja obejmuje do ośmiu nieobsługiwanych stacji wzmacniakowych. Urządzenia zdalnej sygnalizacji służą do odbioru alarmów w wysyłanych z dowolnej z ośmiu stacji nieobsługiwanych do nadzorującej stacji obsługiwanej. Ustalenie rodzaju alarmu i SWN, z której został wysłany, jest możliwe na nadzorującej stacji obsługiwanej. W przypadku równoczesnego powstania alarmu na kilku stacjach nieobsługiwanych istnieje możliwość określenia najbliższej, alarmującej stacji nieobsługiwanej.

W obsługiwanych stacjach wzmacniakowych komplet urządzeń zdalnej sygnalizacji, przeznaczony dla odbioru sygnałów z jednego kierunku, zawiera:

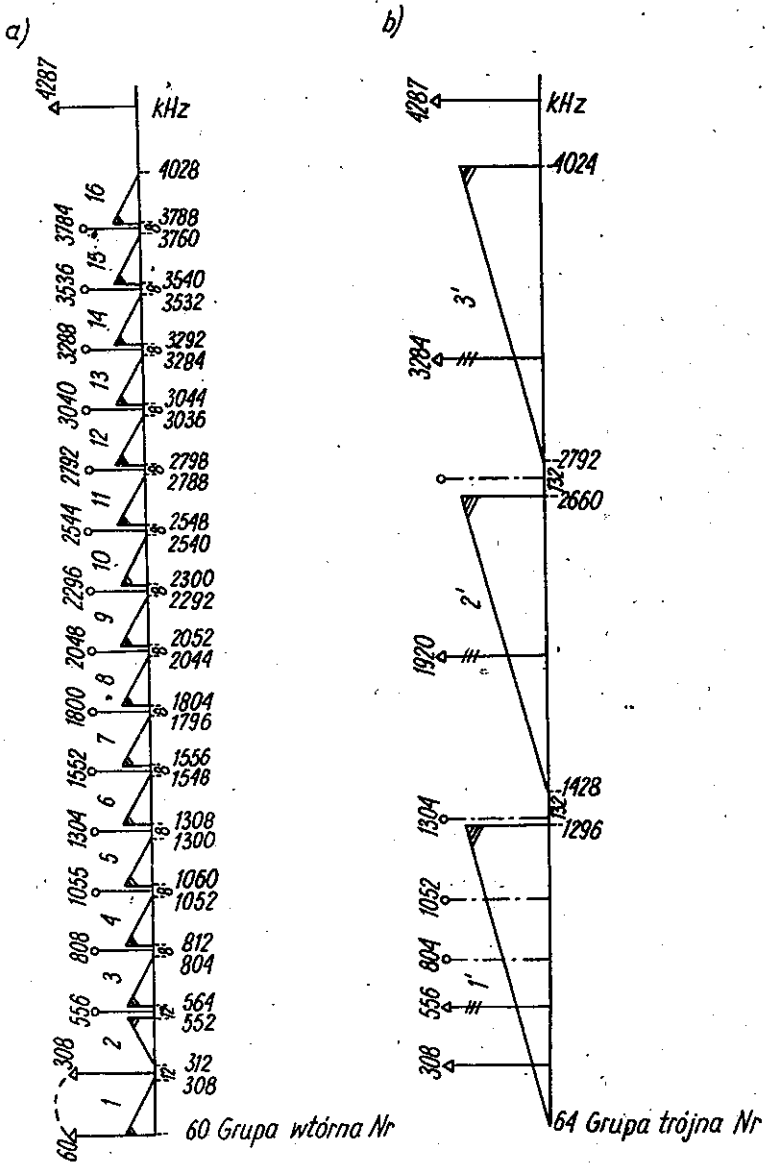
- układ alarmowy do rejestracji alarmów,
- układ do łączenia sygnalizacji rzędowej,
- układ pomiarowy umożliwiający lokalizację alarmującej stacji nieobsługiwanej.

#### 3.6.4. Urządzenia do impulsowej lokalizacji uszkodzeń w trakcie liniowym

Urządzenia obejmują przyrząd do zdalnej, impulsowej kontroli traktu liniowego oraz filtry (poprzeczne i zaporne) prądów kontrolnych.

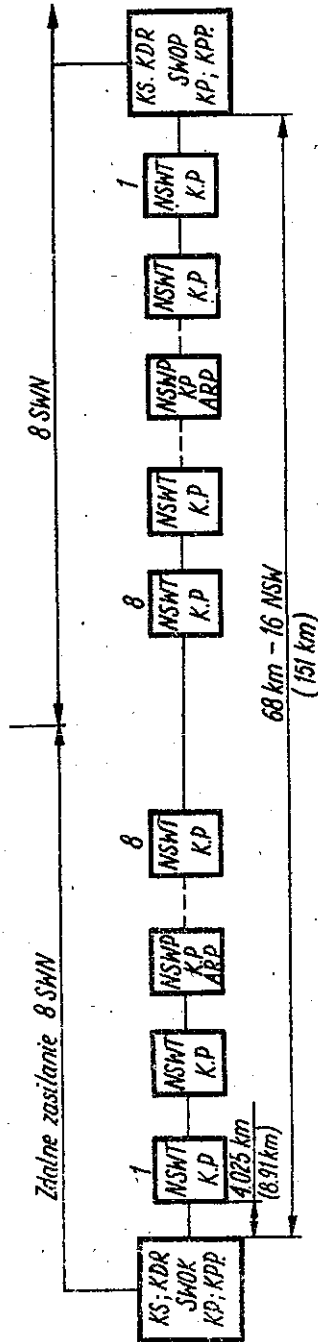
Przyrząd do impulsowej kontroli traktu liniowego umożliwia:

- wrywkową kontrolę wzmocności poszczególnych wzmacniaków w NSW (łącznie z odcinkiem toru poprzedzającego wzmacniak),
- ciągłą obserwację stanu dowolnego niedozorowanego wzmacniaka w czasie normalnej pracy zestroju.



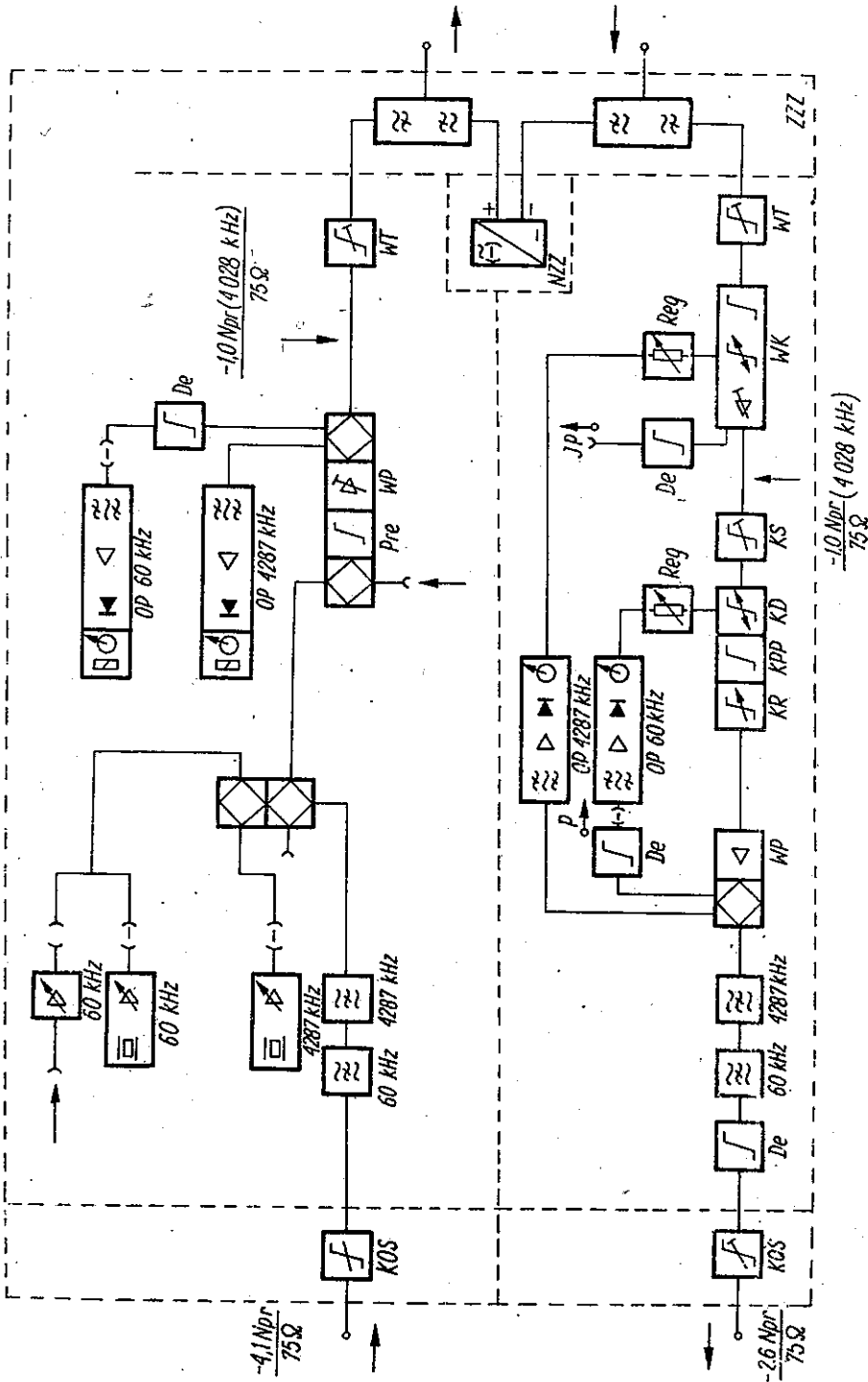
Rys. 1. Rozkład grup w pasmie liniowym systemu TN 960: a/ grup wtórnych, b/ grup trójnych



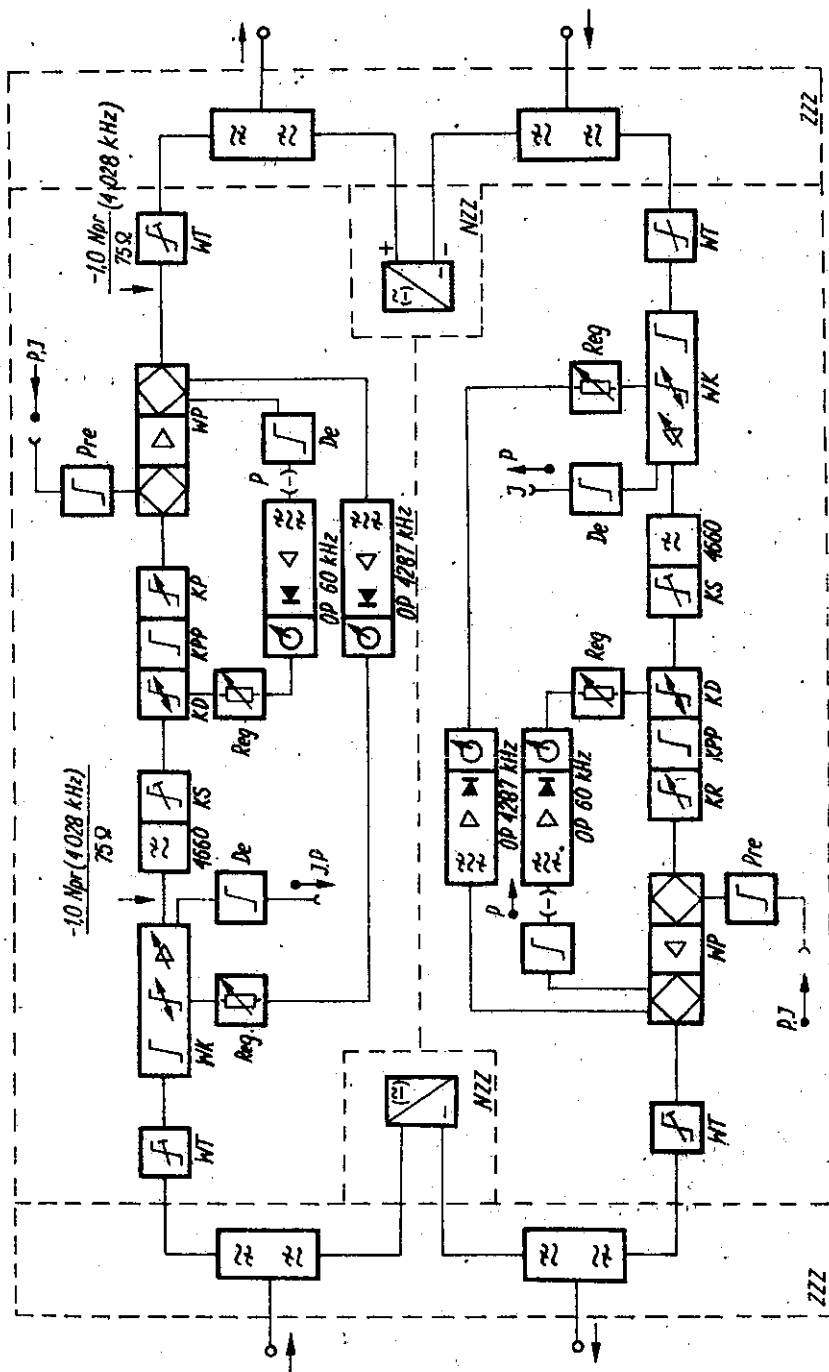


Rys. 2. Schemat blokowy odcinka traktu liniowego OSW-OSW

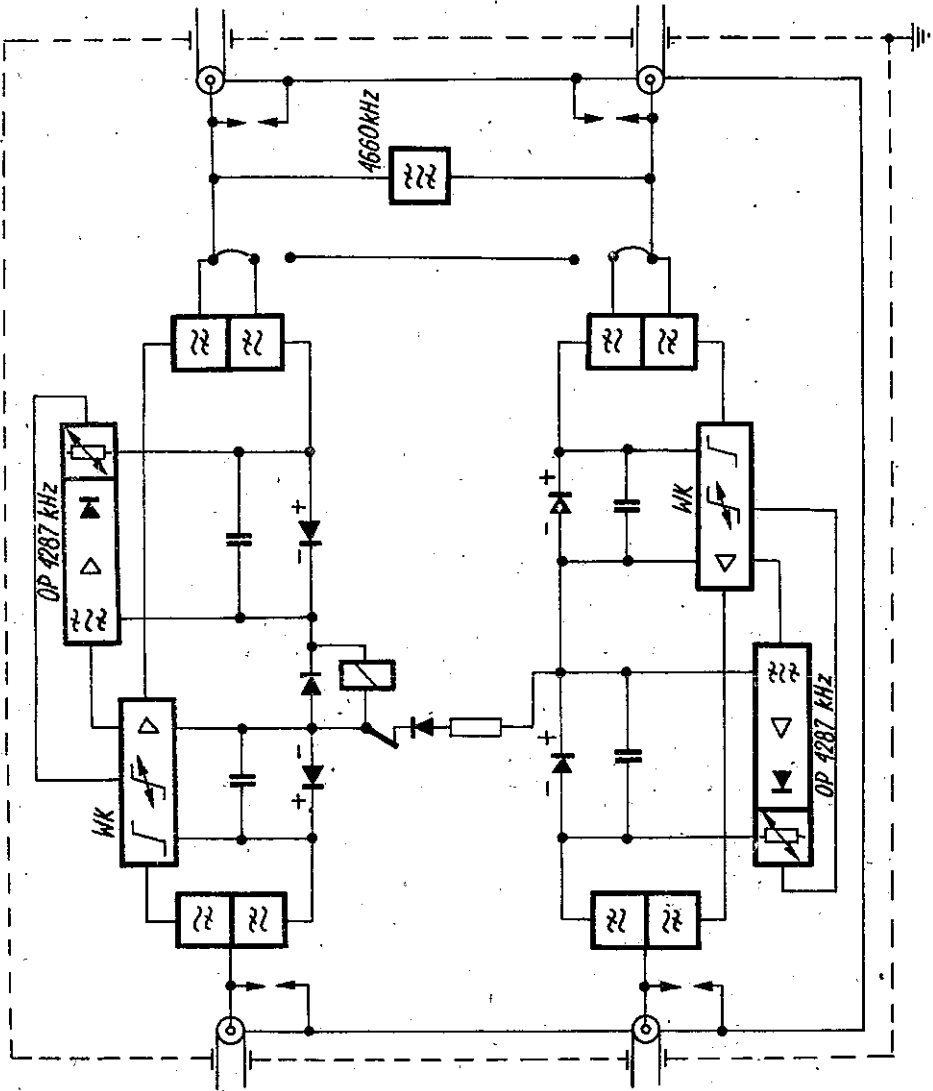
SWOK - stacja wzmacniakowa obsługiwana końcowa, SWOP - stacja wzmacniakowa obsługiwana przelotowa, NSWT - nieobsługiwana stacja wzmacniakowa z SRT, NSWP - nieobsługiwana stacja wzmacniakowa z ARP, KP - korekcja podstawowa, KPP - korektor prądów pilotowych, KS - korektor błędów systematycznych, KDR - korektor dokładny regulowany



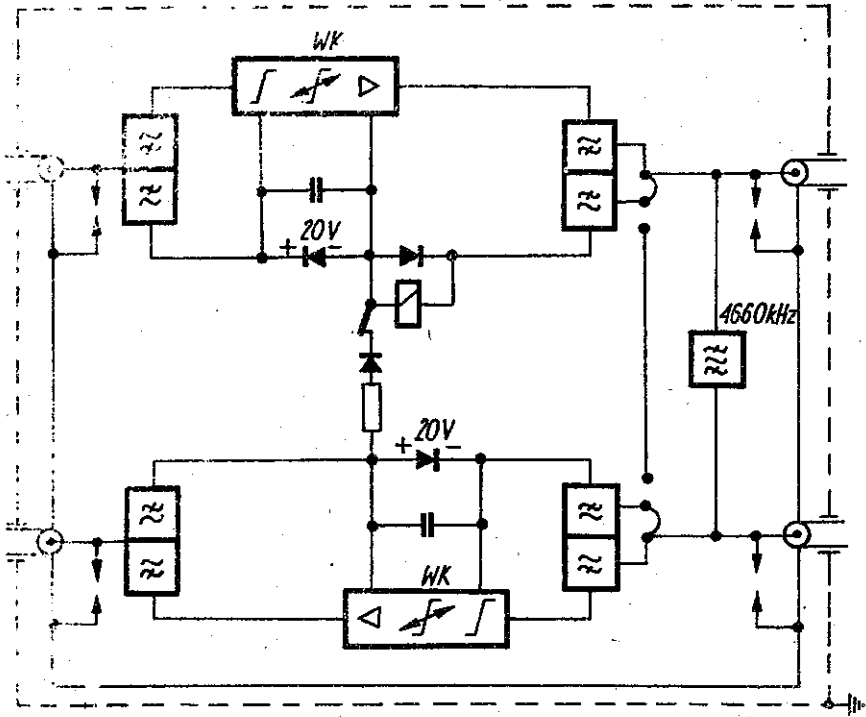
Rys. 3. Stojak wzmacniaków końcowych



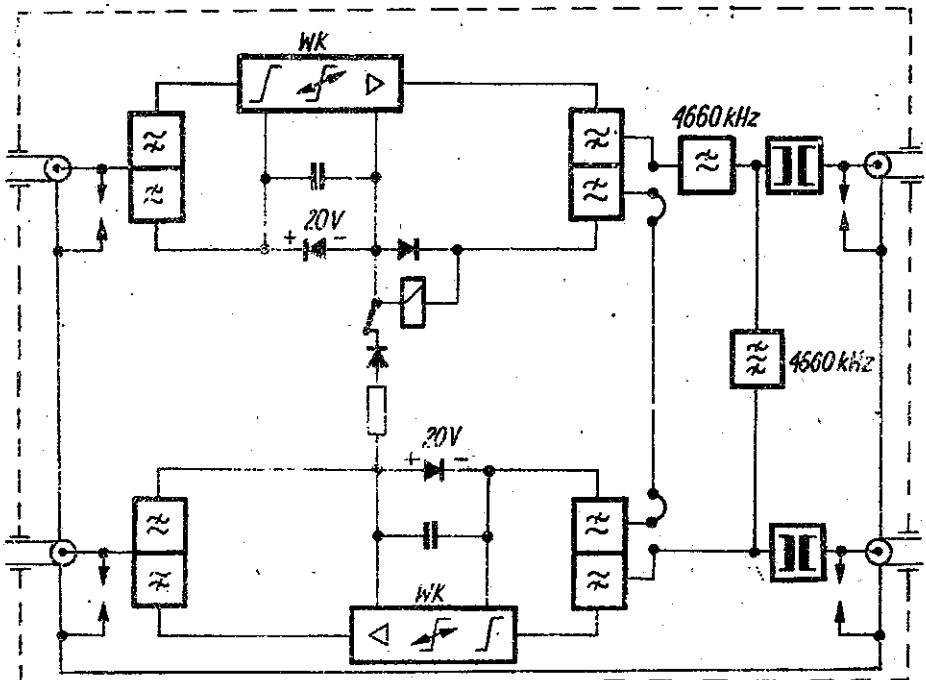
Rys. 4. Stojak wzmacniaków liniowych



Rys. 5. Nieobsługiwana stacja wzmacniakowa z ARP



Rys. 6. Nieobsługiwana stacja wzmacniakowa z samoczynną regulacją termiczną



Rys. 7. Właściwiotwora stacja wzmacniakowa z samoczynną wami-

Elżbieta Kasprowicz  
Kazimierz Jankowski  
Marian Zientalski

## AUTOMATYCZNA REGULACJA POZIOMU W SYSTEMIE TN 960

### 1. WPROWADZENIE

Układ automatycznej regulacji poziomu (ARP) jest jednym z zasadniczych zespołów urządzeń traktu liniowego telefonii wielokrotnej. Celem urządzeń ARP jest zapewnienie w sposób automatyczny właściwego poziomu sygnału, przy względnie szybkich zmianach charakterystyk transmisyjnych łącza i starzeniu elementów urządzeń teletransmisyjnych.

W Politechnice Gdańskiej opracowano nowoczesne, bezstykowe urządzenia ARP dla powstających w kraju tranzytorowych urządzeń telefonii 960-krotnej. Prace nad systemem TN 960 były prowadzone przy ścisłej współpracy z Instytutem Łączności, Politechniką Warszawską i Państwowymi Zakładami Teletransmisyjnymi w Warszawie.

W artykule omówiono opracowane urządzenia ARP z podkreśleniem rozwiązań oryginalnych, opatentowanych lub zgłoszonych do opatentowania przez Politechnikę Gdańską.

Opracowane urządzenie ARP, tak jak w przypadku TN 300, realizuje regulację impulsową, skokową, z licznikiem binarnym, sterującym element regulowany w postaci układu

termistorowego. Zalety regulacji dyskretnej w porównaniu z układami regulacji ciągłej są następujące:

- 1) duża dokładność regulacji,
- 2) eliminacja zakłóceń przypadkowych zawierających się w strefie nieczułości,
- 3) stała i niezależna od wielkości regulowanej szybkość regulacji,
- 4) możliwość blokady i sygnalizacji (sterowanej układem logicznym) na dowolnie wybranych pozycjach licznika i regulatora,
- 5) uzyskiwanie założonej szybkości regulacji (określonej częstotliwości zegara), co ogranicza przeregulowanie i zapewnia korzystne charakterystyki czasowe traktu liniowego zawierającego kilkanaście regulatorów,
- 6) blokada i utrzymywanie stanu licznika i regulatora przy zaniku i szybkich zmianach (za którymi nie nadąża regulator) poziomu pilota.

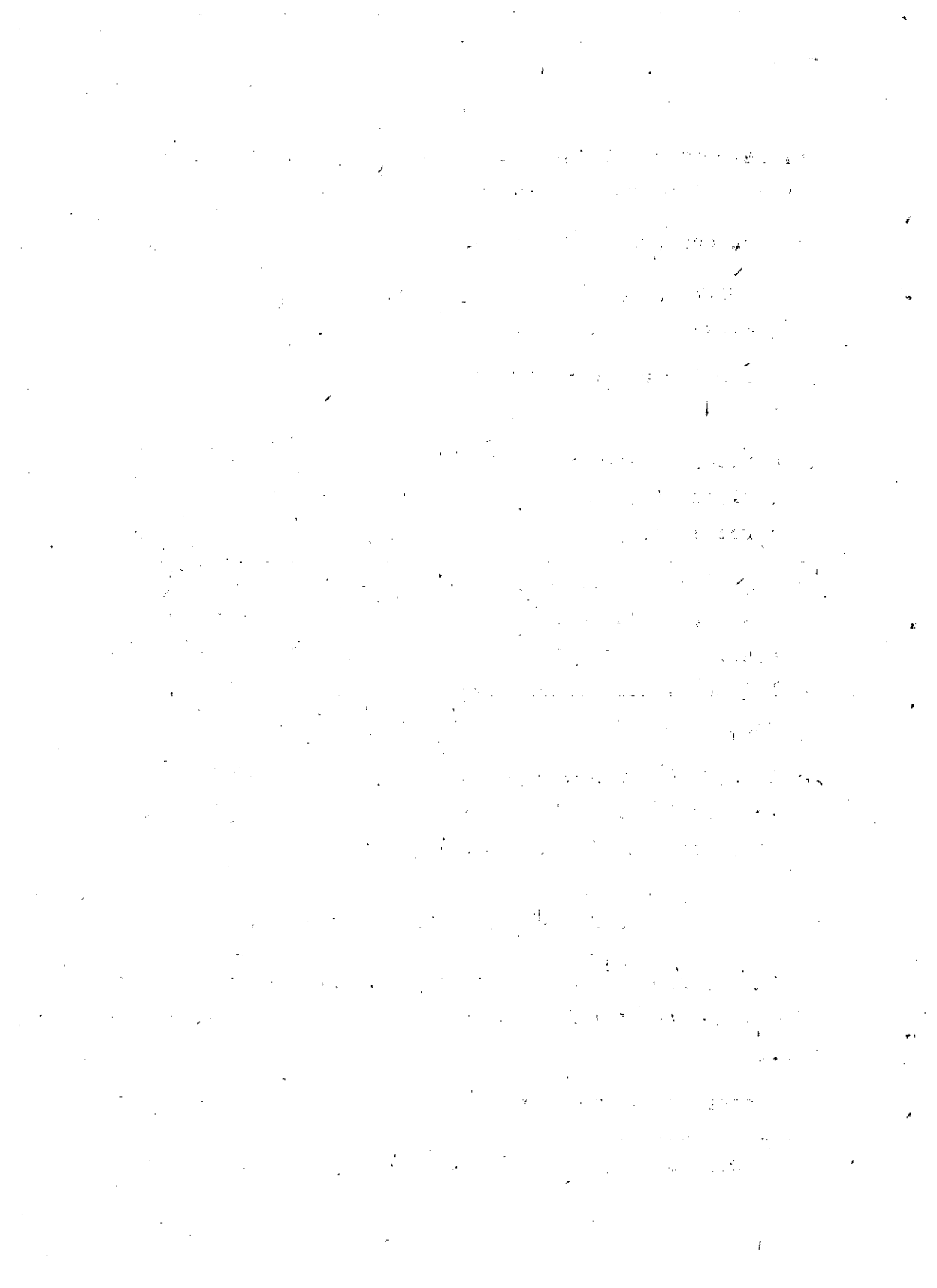
## 2. UKŁADY REGULACJI IMPULSOWEJ

Na rysunku 1<sup>x)</sup> przedstawiono schemat blokowy urządzenia dyskretnej regulacji poziomu. W skład urządzenia wchodzi:

- 1) wzmacniacz regulowany - WR,

---

<sup>x)</sup> Wszystkie rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.





W a r i a n t I

W rozwiązaniu tym przerzutniki Schmitta są sterowane oddzielnie, z dwóch wyjść wzmacniacza różnicowego wytwarzającego sygnał błędu. Na pierwsze wejście podaje się stałe napięcie z detektora pilota, na drugie wejście - - napięcie odniesienia. Otrzymany wzmocniony sygnał błędu, wraz z pewną składową stałą, podaje się na oba przerzutniki Schmitta, których napięcia progowe są na ogół jednakowe. Przerzutniki te są sterowane w sposób przeciwny. W przypadku gdy sygnał przekroczy wartość maksymalną, zostaje przekroczona wartość progowa pierwszego przerzutnika Schmitta, co powoduje jego zadziałanie. Jeżeli sygnał błędu przekroczy wartość minimalną - - wzmocniony sygnał błędu z drugiego tranzystora wzmacniacza różnicowego spowoduje zadziałanie drugiego przerzutnika Schmitta. Gdy sygnał błędu zawiera się pomiędzy wartością minimalną a maksymalną, oba przerzutniki Schmitta znajdują się w stanie nieprzewodzenia.

W a r i a n t II

Opracowana koncepcja [16] polega na zastosowaniu dwóch przerzutników Schmitta pracujących na tranzystorach n-p-n i p-n-p. Rozwiązanie to ma tę podstawową zaletę, że napięcia progowe mają przeciwstawne znaki. Dobierając napięcia równe co do wartości bezwzględnej, otrzymujemy napięcie odniesienia równe zeru. Dobierając wartości progowe duże, otrzymujemy dużą strefę nieczułości, ponieważ jest ona równa sumie bezwzględnej warto-

ści napięć progowych, a nie różnicy jak w poprzednim przypadku. W związku z tym, wpływ zmiany wartości progowych spowodowany niestabilnością termiczną przerzutników jest mały. Przy zmianach wartości progowych w tym samym kierunku napięcie odniesienia będzie w dalszym ciągu równe zero. Wzmacniając sygnał błędu do wartości względnie dużej, określonej przez wartości progowe, uzyskujemy względnie małą zmianę procentową spowodowaną niestabilnością temperaturową przerzutników. Rozwiązanie to ma bardzo korzystne charakterystyki temperaturowe, wymaga natomiast dwóch oddzielnych źródeł zasilania i dlatego nie znalazło zastosowania w wykonanych dla trasy próbnej urządzeniach ARP dla TN 960.

## 2.2. Zespół liczący i sterujący regulator

Układ analizujący steruje pracą układu liczącego, który dokonuje dwóch operacji. Pierwsza operacja polega na obliczaniu w sposób dyskretny wartości sygnału regulującego wzmacniacz, a druga na zapamiętywaniu tej wartości na długi okres czasu. Według założenia, sygnał ten powinien być zapamiętywany, gdy sygnał błędu zawiera się w strefie nieczułości oraz dla przypadków, gdy następuje zanik albo gwałtowna zmiana poziomu pilota poniżej określonej wartości. Zasada działania zespołu liczącego polega na kolejnym zliczaniu impulsów binarnych obu znaków, otrzymanych z układu analizującego. Funkcję tę spełnia licznik rewersyjny, którego aktualny stan jest określony poprzez ciąg impulsów binarnych podawanych do chwili

bieżącej. Stanowi licznika zostaje przyporządkowany odpowiedni sygnał regulujący podawany na wzmacniacz regulowany i ustawiający jego wzmocnienie na pożądaną wartość. Licznik charakteryzują dwa parametry:

- a) pojemność zliczania,
- b) szybkość zliczania.

Pojemność zliczania jest uzależniona od żądanego zakresu i skoku regulacji. W opracowanych urządzeniach ARP dla SWO przyjęto pojemność wynoszącą  $64$ . Szybkość regulacji jest określona częstotliwością zegara wchodzącego w skład zespołu sterującego licznik.

Zrealizowano dwa warianty liczników pracujących według omawianej zasady:

- 1) układ schodkowy,
- 2) licznik binarny.

Układ schodkowy (wynalazek Politechniki Gdańskiej [5]) składa się z dwóch szeregowo połączonych wtórników linearyzujących, zrealizowanych na tranzystorach n-p-n i p-n-p, oraz wtórnika wyjściowego. Cały licznik składa się tylko z trzech tranzystorów, niezależnie od pojemności zliczania (ilości stanów) i pozwala na uzyskiwanie takich pojemności zliczania, jak przy układach konwencjonalnych realizowanych na kilkukrotnie ( $5+10$ ) razy większej liczbie tranzystorów, diod i innych elementów.

Ponieważ realizacja praktyczna licznika schodkowego dla urządzeń ARP wymaga zastosowania tranzystorów o bardzo dużych opornościach wejściowych<sup>x)</sup>, które w warunkach

<sup>x)</sup> Z podawanych w literaturze danych dotyczących urządzeń o efekcie połowym wynika, że tzw. fieldistory typu IGT mają oporność wejściową ok.  $10^{13} \Omega$ .

krajowych są trudno dostępne i pojawiły się dopiero po wykonaniu modeli liczników, w opracowanym urządzeniu zrealizowano 6-komórkowy licznik binarny. Poszczególne komórki licznika pracują w układzie konwencjonalnym.

Układ ten jest znacznie bardziej skomplikowany i droższy od układu schodkowego, ma jednak tę zaletę, że pamięć jego jest teoretycznie nieskończenie długa (przy braku impulsów z zespołu analizującego i sterującego licznik stan jego nie ulegnie zmianie). Własność tę wykorzystuje się blokując zegar wysyłający zliczane impulsy w przypadku, gdy zmiana poziomu nie przekracza strefy nieczułości, albo gdy poziom wejściowy zaniknie lub szybko przekroczy wartości dopuszczalne.

### 2.3. Układ regulujący

Licznik rewersyjny steruje element regulowany, który powoduje zmianę wzmacnienia, odpowiadającą zmianom poziomu pilota. Przy opracowywaniu urządzeń ARP przeanalizowano następujące warianty układu regulacyjnego:

- 1) układy z matrycami deszyfrującymi,
- 2) układy ze wzmacniaczami o cyfrowej regulacji wzmacnienia,
- 3) układy termistorowe.

W przypadku układów z matrycami deszyfrującymi matryca steruje tłumikiem (ew. dzielnikiem oporowym) umieszczonym na wejściu wzmacniacza lub w pętli sprzężenia zwrotnego. Przełączenie tłumika jest sterowane sygnała-

mi pojawiającymi się na odpowiednich wyjściach matrycy. Rozwiązanie takie jest kłopotliwe w realizacji, wymaga dużej liczby elementów (ponad sto diod dla 64 pozycji licznika) oraz wprowadza dodatkowe zniekształcenia nieliniowe i straty sygnału na opornościach kluczy.

Opracowana w Politechnice Gdańskiej koncepcja wzmacniacza o dyskretnej regulacji wzmocnienia (wynalazek 55048 [4]) polega na parametrycznej zmianie jego elementów. Zmianę tę uzyskuje się poprzez włączanie lub wyłączanie dodatkowych oporników w obwodzie kolektora i emitera tranzystora wzmacniającego, co powoduje skokową zmianę wzmocnienia wzmacniacza. Wielkość zmiany wzmocnienia spowodowana przez dołączenie poszczególnych oporów  $R_0, R_1, R_2 \dots R_n$  wynosi:

$$d = \frac{2^n}{100} [N]$$

dla  $n = 0, 1, 2, \dots, k$ .

Przez odpowiedni dobór różnych oporności bocznikujących można uzyskać wartość zmiany wzmocnienia określoną wzorem:

$$d = \frac{1}{100} \sum_{n=0}^k a_n 2^n,$$

gdzie współczynniki  $a_n$  przyjmują wartość 0 lub 1. Włączanie oporności odbywa się za pośrednictwem tranzystorów kluczących. Ażeby uzyskać stały odstęp pomiędzy poziomami wzmocnienia, należy wyeliminować wzajem-

ne oddziaływanie elementów kluczujących. W porównaniu z rozwiązaniami wykorzystującymi termistory w charakterze regulatora opracowany wzmacniacz kluczowany ma następujące zalety:

- 1) nie wymaga dodatkowych układów przyporządkowujących dyskretnej informacji cyfrowej otrzymywanej z licznika - odpowiednich wartości prądu regulacyjnego,
- 2) eliminuje układ przyspieszający proces regulacji,
- 3) nie wymaga termistora kompensacyjnego wraz z dodatkowymi układami kompensacji temperaturowej.

Rozwiązanie takie uniemożliwia jednak typizację wzmacniaczy stosowanych w urządzeniach traktu liniowego TN 300 oraz TN 960 i dlatego opracowano urządzenia ARP do współpracy z regulatorem termistorowym. W rozwiązaniu tym zastosowano oryginalny układ przyspieszający proces regulacji, praktycznie niezawodny, oraz znacznie prostszy i dokładniejszy od dotychczas stosowanego rozwiązania opatentowanego przez Telefunkena - wynalazek Politechniki Gdańskiej [6].

### 3. URZĄDZENIE AUTOMATYCZNEJ REGULACJI POZIOMU DLA TN 960

Schemat blokowy sposobu włączania opracowywanego urządzenia ARP dla SWO przedstawia rysunek 2, a NSW - rysunek 3.

Parametry techniczne urządzenia są następujące:

a) częstotliwość pilotująca - 4287 kHz dla pilota głównego i 60 kHz dla pomocniczego,

b) zakres regulacji:  $\pm 0,32$  Np w skokach co 0,01 Np. Dokładna wielkość skoku (0,01 czy np. 0,02 Np) zostanie ustalona po badaniach trasy próbnej TN 960,

c) szerokość strefy nieczułości:  $\pm 0,04$  Np z tolerancją  $\pm 0,01$  Np,

d) szybkość regulacji regulowana skokowo w zakresie 1+2 skoków/s,

e) blokady regulatora i sygnalizacje:

1) napełnienie licznika rewersyjnego,

2) dla szybkich zmian poziomu pilota, za którymi nie nadąża regulator i które przekraczają  $\pm 0,3$  Np,

3) w przypadku zaniku pilota.

Urządzenie powinno pracować prawidłowo przy zmianie temperatury otoczenia w zakresie od  $0^{\circ}$  do  $+40^{\circ}\text{C}$  oraz przy zmianach napięć zasilających w stosunku do  $U_{\text{nom}} = 20\text{ V}$ , o 3%. W celu wykonania pomiarów trasy i prób regulatora istnieje możliwość przełączenia regulacji automatycznej na ręczną. Regulacja ręczna umożliwia ustawienie dowolnego położenia regulatora.

### 3.1. Urządzenie automatycznej regulacji poziomu korektora dodatkowego (KD) dla SWO

Schemat blokowy urządzenia przedstawiono na rysunku 4.

Urządzenie zbudowane jest z następujących zespołów:

- odbiornika prądu pilotowego o częstotliwości 60 kHz,
- zespołu analizującego przekroczenia strefy nieregulowanej ( $\pm 0,04 N_p$  od poziomu nominalnego prądu pilotowego) i szybkie zmiany prądu pilotowego ( $\pm 0,3 N_p$  od poziomu nominalnego),
- generatora impulsów zegarowych,
- licznika impulsów z przetwornikiem cyfrowo-analogowym,
- układu sterowania prądów termistorów korektora dodatkowego,
- układu sygnalizacji pozycji skrajnych licznika impulsów oraz szybkich zmian prądu pilotowego.

### 3.1.1. Odbiornik prądu pilotowego o częstotliwości 60 kHz

Odbiornik prądu pilotowego zawiera:

- pasmowo-przepustowy filtr kwarcowy o częstotliwości  $f_0 = 60$  kHz,
- trzystopniowy wzmacniacz szerokopasmowy z silnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym,
- detektor diodowy pracujący w układzie podwajacza napięcia.

Sygnał prądu pilotowego  $f = 60$  kHz po wzmocnieniu i detekcji podawany jest na wejścia: różnicowego układu porównującego i układów progowych P3 i P4 w zespole analizującym.



### 3.1.2. Zespół analizujący

Zespół analizujący zawiera:

- różnicowy układ porównujący sygnał z detektora odbiornika pilota z napięciem odniesienia,
- dwa układy progowe P1 i P2 analizy przekroczenia strefy nieregulowanej,
- dwa układy progowe P3 i P4 analizy szybkich zmian prądu pilotowego,
- układy sterowania: licznika impulsów ( $S_2, S_3$ ), generatora zegarowego (J3) i zespołu sygnalizacji (S4).

Z różnicowych wyjść A i B układu porównującego sterowane są przerzutniki P1 i P2, analizujące przekroczenie strefy nieregulowanej. Progi przerzutników P1, P2, P3, P4 zostały tak dobrane, aby zmiana ich stanów wystąpiła:

- w przerzutniku P1 przy odchyłce poziomu prądu pilotowego  $-0,04 N_p$  od poziomu nominalnego,
- w przerzutniku P2 przy odchyłce  $+0,04 N_p$ ,
- w przerzutniku P3 przy szybkiej zmianie prądu pilotowego o  $-0,3 N_p$  od poziomu nominalnego,
- w przerzutniku P4 przy szybkiej zmianie prądu pilotowego o  $+0,3 N_p$ .

Sumy logiczne ("bramki") S2 i S3 spełniają następujące funkcje:

- blokadę licznika rewersyjnego w przypadku zaistnienia jednej z dwu pozycji skrajnych,
- blokadę licznika w przypadku wystąpienia szybkiej zmiany poziomu prądu pilotowego,
- blokadę licznika, gdy poziom pilota nie wykracza poza strefę nieregulowaną,
- umożliwienie dokonania operacji dodawania, gdy poziom prądu pilotowego przekroczy dolną granicę strefy nieregulowanej,
- umożliwienie dokonania operacji odejmowania, gdy poziom prądu pilotowego przekroczy górną granicę strefy nieregulowanej.

Zablokowanie kierunku dodawania licznika rewersyjnego następuje przy stanie 1 na wyjściu "bramki" S3, blokada kierunku odejmowania przy stanie 1 na wyjściu "bramki" S2. Blokadę licznika rewersyjnego w pozycjach skrajnych zrealizowano za pomocą dwu iloczynów logicznych I1 i I2. Generator zegarowy zostaje zablokowany przy stanie 1 na wyjściu iloczynu logicznego I3. Informacje do układu sygnalizacji są przekazywane z wyjść logicznych: S1 (szybka zmiana poziomu prądu pilotowego) i S4 (pozycja skrajna).

Stany funkterów logicznych dla poszczególnych faz pracy zespołu analizującego opisane zostały w tabeli 1.

## 3.1.3. Generator impulsów zegarowych

Impulsy zegarowe generowane przez przerzutnik P5 z częstotliwością powtarzania 1 imp/s lub 2 imp/s są wzmacniane we wzmacniaczu impulsowym i podawane na wejście licznika impulsów. Blokada generatora nastąpi wtedy, gdy na wyjściu iloczynu logicznego I3 pojawi się stan 1.

T a b e l a 1

Faza pracy zespołu analizującego	Funktor logiczny										
	P1	P2	P3	P4	S2	S3	S1	S4	I1	I2	I3
$P_n$	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0	1
$P_n - 0,04 N_p$	1	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0
$P_n + 0,04 N_p$	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0
$P_n - 0,3 N_p$	-	-	1	1	1	1	1	0	0	0	1
$P_n + 0,3 N_p$	-	-	0	0	1	1	1	0	0	0	1
Zero licznika	0	1	1	0	1	1	0	1	0	1	1
Napełnienie licznika	1	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1

### 3.1.4. Licznik impulsów z przetwornikiem cyfrowo- -analogowym

Licznik impulsów jest zbudowany z połączonych szeregowo sześciu identycznych i symetrycznych przerzutników dwustanowych z wejściami wyzwalającymi typu zliczającego. Wejście wyzwalające stanowią: obwód różniczkujący RC i dwie diody kluczące.

Dla uzyskania dwukierunkowości działania licznika każdy z przerzutników ma dwa niezależne wejścia wyzwalające, łączone odpowiednio z dwoma wyjściami poprzedniego przerzutnika. Jedna grupa obwodów wyzwalających wszystkich przerzutników sterowana jest "bramką" dodawania (S3), druga grupa - "bramką" odejmowania (S2) w zespole analizującym. Przy otwartej "bramce" dodawania w liczniku następuje sumowanie impulsów zegarowych, po otwarciu "bramki" odejmowania - licznik wykonuje operację odejmowania impulsów. Impulsy zegarowe podawane są równolegle na oba wejścia pierwszego przerzutnika (P6), ale otwarte może być tylko jedno z nich. Stan licznika odczytuje się w systemie dwójkowym ("zero-jedynkowym") na podstawie stanu napięciowego tych samych wyjść poszczególnych przerzutników według formuły: przerzutnik P6 odpowiada pozycji  $2^0$ , przerzutnik P7 - pozycji  $2^1$  itd., tj. liczbie w zapisie dwójkowym. Pojemność licznika wynosi 63 impulsy, co odpowiada 64 możliwym stanom dwójkowym. Dla przetworzenia cyfrowego stanu licznika w jednoznacznie mu odpowiadającą wartość napięcia sterującego wzmacniacz regulujący prądy grzejne termistorów, do odpowiednich

wyjść poszczególnych przerzutników dołączono wejście sumującego oporowego dzielnika napięcia. Oporniki gałęzi równoległych dzielnika tworzą zależność:

$$R1:R2:R3:R4:R5:R6 = 2^5:2^4:2^3:2^2:2^1:2^0$$

gdzie: R1 sterowany jest z przerzutnika P6, R2-z P7 itd.

W ten sposób uzyskano przyporządkowanie 64 możliwym stanom dwójkowym licznika tej samej liczby jednoznacznych dyskretnych poziomów napięcia, przy czym skok napięcia na wejściu dzielnika wywołany jednym zliczonym impulsem ma wielkość stałą wynoszącą 20 mV.

Po włączeniu napięcia zasilającego licznik ustawiony jest zawsze w pozycji "32" (środkowej), tzn. przerzutnik P11 w stanie 1, pozostałe w stanie 0. Dokonuje tego układ ustalający pozycję środkową, działający krótkotrwale po włączeniu napięcia zasilającego i wymuszający żądane stany na odpowiednich wyjściach poszczególnych przerzutników. Wybór takiego rozwiązania podyktowany został tym, że w trakcie uruchamiania urządzenia ARP, jego parametry nominalne ustala się w pozycji środkowej regulatora (dla zapewnienia symetrii zakresów regulacji). Zastosowanie wspomnianego układu ustalającego pozwala skrócić czas deregulowywania urządzenia po przerwach w zasilaniu.

Dla zapewnienia prawidłowego działania urządzenia ARP konieczne jest unieruchomienie licznika po dojściu do pozycji skrajnych (wyzerowania lub napełnienia). W przeciwnym wypadku wystąpi efekt "przeskoku" z jednej pozycji skrajnej w drugą i ominięcie pełnego cyklu li-

czenia. Powodowałyby te zmianę poziomu na wyjściu korektora dodatkowego, odpowiadającą pełnemu zakresowi regulacji. W omawianym rozwiązaniu blokada licznika następuje nie w pozycji zerowej, lecz w pozycji "1" w celu uzyskania symetrii zmian napięcia sterującego wzmacniacz regulujący (po 31 możliwych stanów licznika w obie strony od pozycji środkowej).

Blokada pozycji skrajnych została zrealizowana za pomocą dwu iloczynów logicznych I1 i I2. Iloczyn I1 sterowany jest z wyjść "prostych" poszczególnych przerzutników, iloczyn I2 - z wyjść "zanegowanych". Stan 1 na wyjściu iloczynu I1 pojawia się w momencie napełnienia licznika (wszystkie przerzutniki w stanie 1). Stan 1 na wyjściu iloczynu I2 przy braku połączenia wyjścia "zanegowanego" przerzutnika P6 z wejściem iloczynu pojawia się w pozycji "1" licznika (stany 1 na wszystkich wejściach iloczynu). Informacje z obu iloczynów są przekazywane do wejść dwu sum logicznych ("bramek") S2 i S3 w zespole analizującym. Stan 1 na wejściu "bramki" odpowiada zablokowaniu danego kierunku liczenia. Napełnienie licznika powoduje pojawienie się stanów 1 na wejściu i wyjściu bramki S3 i zablokowanie grupy wejść wyzwalających dodawanie. Analogicznie w pozycji "1" licznika stan 1 pojawia się na wyjściu "bramki" S2 i zablokowana zostaje grupa wejść wyzwalających odejmowanie.

### 3.1.5. Układ sterowania prądów termistorów regulacyjnych korektora dodatkowego

Układ sterowania zbudowany jest jako trzystopniowy wzmacniacz prądu stałego. Pierwszy stopień pracuje w układzie niesymetrycznym z kompensacją termiczną, stopnie drugi i trzeci w układzie różnicowym, ze źródłem stałoprądowym w emiterach. Napięcie z przetwornika cyfrowo-analogowego podawane jest na wejście pierwszego stopnia. Grzejniki obu termistorów regulacyjnych korektora dodatkowego są zarazem opornikami kolektorowymi trzeciego stopnia wzmacniacza i sterowane są w przeciwfazie. Dla zredukowania błędów regulacji powodowanych bezwładnością termiczną termistorów konieczne jest stosowanie tzw. "przyspieszenia" prądów grzejnych drogą znacznego zwiększenia uskoku prądu w początkowej fazie każdego skoku regulacji. Zrealizowano to za pomocą oporowo-pojemnościowego dzielnika napięcia wtrąconego pomiędzy pierwszy i drugi stopień wzmacniacza. Elementy dzielnika dobrano tak, aby odpowiedź układu na pobudzenie uskokiem napięcia była silnie przekompensowana, a stała czasowa możliwie duża. Napięcie sterujące stopień i prądy grzejne mają wówczas kształt jak na rys. 5.

Dla pełnego dopasowania parametrów wyjściowych urządzenia ARP do korektora dodatkowego we wzmacniaczu przewidziano ponadto trzy niezależne regulacje zewnętrzne:

- zrównoważenie prądów grzejnych obu termistorów dla pozycji środkowej licznika,

- wielkości obu prądów dla pozycji środkowej licznika ( $I_{sr} = 9,5 \text{ mA}$ ),
- zakresu zmian prądów ( $I_{min} = 5 \text{ mA}$ ,  $I_{max} = 14 \text{ mA}$ ).

Układ wzmacniacza został tak zaprojektowany, aby zmiany termiczne obu prądów grzejnych w pozycji środkowej licznika były identyczne co do wielkości i kierunku, zaś zakres regulacji prądów ulegał symetrycznemu rozszerzeniu o ok.  $0,3 \text{ mA}$ , co daje zadowalającą kompensację zmian termicznych w korektorze dodatkowym.

### 3.1.6. Układ sygnalizacji pozycji skrajnych licznika impulsów oraz szybkich zmian prądu pilotowego

Układ ten jest sterowany z układów sum logicznych S2 i S3. W przypadku ustalenia się jednej z dwu pozycji skrajnych licznika z iloczynu logicznego I1 lub I2 stan 1 jest podawany na wejście sumy logicznej S4. Stan ten zostaje przeniesiony na wyjście sumy S4 i nastąpi uruchomienie układu sygnalizacji pozycji skrajnych. Zapala się lampka "pozycja skrajna" i uruchomiony zostaje alarm dźwiękowy.

Przy szybkich zmianach prądu pilotowego stan 1 podany z wyjścia sumy S1 uruchamia układ sygnalizacji szybkich zmian prądu pilotowego. Zapala się lampka "pilot" i uruchomiony zostaje alarm dźwiękowy.



### 3.2. Urządzenie automatycznej regulacji poziomu wzmacniacza korygowanego (WK) dla SWO

Schemat blokowy przedstawiono na rysunku 6.

Urządzenie zbudowane jest z następujących zespołów:

- odbiornika prądu pilotowego o częstotliwości 4287 kHz,
- zespołu analizującego przekroczenia strefy nieregulowanej ( $+0,04 N_p$ ) i szybkie zmiany prądu pilotowego (o  $\pm 0,3 N_p$  od poziomu nominalnego),
- generatora impulsów zegarowych,
- licznika impulsów z przetwornikiem cyfrowo-analogowym,
- układu sterowania prądu termistora regulacyjnego WK,
- układu sygnalizacji pozycji skrajnych licznika impulsów oraz szybkie zmiany prądu pilotowego.

W wyniku przeprowadzonej unifikacji podzespołów urządzeń ARP dla SWO układy ideowe wzmacniaczy odbiorników prądów pilotujących zespołów analizujących, generatorów impulsów zegarowych, liczników impulsów oraz zespołów sygnalizacji są identyczne dla częstotliwości 60 kHz (KD) i 4287 kHz (WK). Zasada działania tych zespołów została omówiona w rozdz. 3.1.

Urządzenia ARP sterowane pilotem głównym (4287 kHz) i pomocniczym (60 kHz) różnią się filtrami odbiorników pilota i układami sterowania termistorów regulujących

### 3.2.1. Układ sterowania prądu termistora regulacyjnego WK

Układ sterowania jest zbudowany jako trzystopniowy wzmacniacz prądu stałego. Pierwszy stopień pracuje w układzie różnicowym ze źródłem stałoprądowym w emiterach, drugi i trzeci w układzie niesymetrycznym. Napięcie z przetwornika cyfrowo-analogowego podawane jest na wejście stopnia pierwszego, grzejnik termistora jest obciążeniem stopnia trzeciego. Układ "przyspieszający" zmiany prądu grzejnego włączono pomiędzy pierwszy i drugi stopień wzmacniacza. W stopniu drugim umieszczono ponadto półprzewodnikowy układ kompensacji zmian termicznych wzmacniacza korygowanego, dający zmianę prądu grzejnego termistora o około  $-0,043 \text{ mA}/1^\circ\text{C}$  w zakresie temperatur  $+20^\circ\text{C} + +50^\circ\text{C}$ . Poza tym we wzmacniaczu przewidziano dwie niezależne regulacje zewnętrzne:

- wielkości prądu grzejnego dla pozycji środkowej licznika ( $I_{\text{sr}} = 10 \text{ mA}$ ),
- zakresu zmian prądu ( $I_{\text{min}} = 7 \text{ mA}$ ;  $I_{\text{max}} = 13 \text{ mA}$ ).

### 3.3. Urządzenie automatycznej regulacji poziomu wzmacniacza korygowanego dla SWN

Schemat blokowy urządzenia przedstawiono na rysunku 7. Poszczególne zespoły urządzenia automatycznej regulacji poziomu dla stacji nieobsługiwanej spełniają takie same funkcje, jak dla stacji obsługiwanej. Rozwiązania układowe zespołów SWN, ze względu na zdalne zasilanie

i ograniczenie poborów mocy, są inne niż w przypadku stacji obsługiwanej. Zmiany te dotyczą przede wszystkim licznika rewersyjnego. Wymagało to również dokonania zmian zespołów współpracujących z licznikiem, a więc: układów progowych oraz układu brankującego, sterującego pracą licznika.

### 3.3.1. Odbiornik prądu pilotowego o częstotliwości 4287 kHz

Odbiornik prądu pilotowego zawiera:

- pasmowo-przepustowy filtr kwarcowy o częstotliwości  $f_0 = 4287$  kHz,
- trzystopniowy wzmacniacz szerokopasmowy z silnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym,
- detektor diodowy pracujący w układzie podwajacza napięcia.

### 3.3.2. Zespół analizujący

Zespół analizujący zawiera:

- różnicowy układ porównujący sygnał z detektora odbiornika pilota z napięciem odniesienia,
- dwa układy progowe P1 i P2 analizy przekroczenia strefy nieregulowanej,
- dwa układy progowe P3 i P4 analizy szybkich zmian prądu pilotowego,

- układy sterowania licznika impulsów (S2, S3) i generatora zegarowego (I3).

Sygnał prądu pilotowego o częstotliwości  $f = 4287 \text{ kHz}$  po wzmocnieniu i detekcji zostaje podany na wejście różnicowego układu porównującego i przerzutniki P3 i P4 analizujące szybkie zmiany prądu pilotowego ( $\pm 0,3 N_p$  od poziomu nominalnego). Progi przerzutników P1, P2, P3, P4 zostały tak dobrane, by zmiana ich stanów wystąpiła

- w przerzutniku P1 przy odchyłce poziomu prądu pilotowego  $-0,04 N_p$  od poziomu nominalnego,
- w przerzutniku P2 przy odchyłce  $+0,04 N_p$ ,
- w przerzutniku P3 przy szybkiej zmianie prądu pilotowego o  $-0,3 N_p$  od poziomu nominalnego,
- w przerzutniku P4 przy szybkiej zmianie prądu pilotowego o  $+0,3 N_p$ .

Układy sum logicznych S2, S3 (bramki) spełniają te same funkcje jak w SW0 (rozd. 3.1.2.).

Zablokowanie kierunku dodawania licznika rewersyjnego następuje przy stanie 1 na wyjściu "bramki" S3, blokada kierunku odejmowania - przy stanie 1 na wyjściu "bramki" S2. Blokadę licznika w pozycjach skrajnych zrealizowana za pomocą dwóch iloczynów logicznych I1 (napelnienie), I2 (zero licznika). Działanie układów blokad pozycji skrajnych i układów bramek zostanie dokładniej omówione w rozdz. 3.3.3. Blokada generatora zegarowego I3 następuje przy stanie 1 na wyjściu iloczynu logicznego I3.

Stany funktorów logicznych dla poszczególnych faz pracy zespołu analizującego ujęte zostały w tabeli 2.

T a b e l a 2

Faza pracy zespołu analizującego	Funktor logiczny									
	P1	P2	P3	P4	S1	S2	S3	I1	I2	I3
$P_n$	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1
$P_n - 0,04 N_p$	1	0	0	1	0	1	0	0	0	0
$P_n + 0,04 N_p$	0	1	0	1	0	0	1	0	0	0
$P_n - 0,3 N_p$	-	-	1	1	1	1	1	0	0	1
$P_n + 0,3 N_p$	-	-	0	0	1	1	1	0	0	1
Zero licznika	0	1	0	1	0	1	1	0	1	1
Napełnienie licznika	1	0	0	1	0	1	1	1	0	1

### 3.3.3. Licznik impulsów z przetwornikiem cyfrowo-analogowym

Licznik jest zbudowany z pięciu identycznych przerzutników dwustanowych z wejściem wyzwalającym typu zliczającego. Każdy z przerzutników ma dwa niezależne wejścia wyzwalające (dla operacji: dodawanie i odejmowanie). Układ połączeń licznika znamieny jest tym, że przerzutniki połączone są szeregowo dla prądu stałego.

Spesób połączeń podano na rysunku 8.

Pobór prądu ze źródła zasilającego jest stały dzięki symetrii przerzutników i pracy tranzystorów w przeciwfazie oraz jest równy prądowi pojedynczej komórki. Przerzutniki zostały zaprojektowane tak, aby pracowały prawidłowo przy małym napięciu zasilania (ok. 3 V). Ponieważ dla przebiegów impulsowych przerzutniki połączone są szeregowo, zliczanie impulsów odbywa się w sposób analogiczny jak opisane w rozdz. 3.1.4.

Pozycję licznika określa się w systemie dwójkowym na podstawie stanów dwójkowych poszczególnych przerzutników. Przyjęto za stan 1 - stan blokady przewodzenia tranzystora T1 i zatkania tranzystora T2, za stan 0 - stan przewodzenia tranzystora T2 i zatkania tranzystora T1. Wejścia wyzwalające kierunku dodawania polaryzowane są z dzielnika oporowego  $R_{A1}, R_{A2}, \dots, R_{A5}$ . Po wysterowaniu tranzystorów T3, T5, T7 uzyskuje się zrównanie potencjałów kated died D1, D3 z potencjałem emiterów tranzystorów T1, T2 we wszystkich przerzutnikach licznika i prawidłowe wykonywanie operacji dodawania. Zatkanie któregośkolwiek z tranzystorów T3, T5, T7 powoduje wsteczną polaryzację died D1, D3 i zablokowanie kierunku dodawania. Analogicznie sterowane są wejścia wyzwalające kierunku odejmowania. Polaryzację kated died D2, D4 uzyskuje się z dzielnika oporowego  $R_{B1}, R_{B2}, \dots, R_{B5}$  włączonego szeregowo w obwód tranzystorów T4, T6, T7. Tranzystory T3, T5, T7 tworzą układ "bramki" S3, tranzystory T4, T6, T7 - "bramkę" S2.

Pojemność licznika wynosi 31 impulsów, co odpowiada 32 możliwym stanom licznika. Po włączeniu napięcia zasilającego licznik ustawiany jest za pomocą układu ustalającego w pozycję "16" (środkową). Przetworzenie stanów cyfrowych licznika w dyskretne poziomy napięciowe sterujące wzmacniacz regulacyjny odbywa się w sumującym oporowym dzielniku napięcia, zbudowanym w sposób identyczny jak podane w rozdz. 3.1.4.

Układ blokady pozycji skrajnych licznika rewersyjnego pokazano na rys. 9.

Do wyjść A1, A2, ..., A5 przerzutników dołączono obwody wejściowe kluczy tranzystorowych w układzie wspólnej bazy  $T_{A1}, T_{A2}, \dots, T_{A5}$  zbudowanych na tranzystorach przeciwstawnych tranzystorem przerzutnika. Klucze  $T_{A1}, T_{A2}, \dots, T_{A5}$  tworzą iloczyn logiczny I1 i pracują na wspólny opór kolektorowy R1, do którego dołączona jest baza tranzystora T3. Jeżeli wszystkie przerzutniki są w stanie 1 (napełnienie licznika), klucze  $T_{A1}, T_{A2}, \dots, T_{A5}$  zostają jednocześnie zatkane, co powoduje odcięcie tranzystora T3 i zablokowanie kierunku dodawania licznika. Analogicznie realizuje się blokadę kierunku odejmowania w pozycji zerowej licznika. Do wyjść B1, B2, ..., B5 dołączone są klucze  $T_{B1}, T_{B2}, \dots, T_{B5}$  (tworzące iloczyn I2), pracujące na wspólny opór kolektorowy R2, do którego dołączona jest wejście T4. Przy braku napięcia na oporze R2 (pozycja zerowa licznika) tranzystor T4 zostaje zatkany, co powoduje zablokowanie kierunku odejmowania licznika.

### 3.3.4. Układ sterowania prądu termistora regulującego WK

Układ wzmacniacza prądu grzejnego dla termistora regulującego we wzmacniaczu korygowanym SWN rozwiązano podobnie jak dla stacji obsługiwanej (patrz rozdz. 3.2.1.). Wymagany zakres regulacji prądu grzejnego, przy mniejszej pojemności licznika uzyskano przez około 2,6-krotne zwiększenie wzmocnienia wzmacniacza prądu stałego.

## 4. OMÓWIENIE PRZEPROWADZONYCH BADAŃ

W celu sprawdzenia założonych parametrów elektrycznych oraz prawidłowości rozwiązania układu kompensacji termicznej termistorów regulujących przeprowadzono badania temperaturowe opracowanych zespołów i całego urządzenia regulacji poziomu. Badania przeprowadzono zarówno dla urządzeń ARP współpracujących ze wzmacniaczem korygowanym (WK), jak również korektorem dodatkowym (KD). Badania zostały przeprowadzone przy otwartej pętli regulacji.

### 4.1. Współpraca ze wzmacniaczem korygowanym (WK)

Założonemu zakresowi regulacji  $\pm 0,32N$  odpowiada zakres prądów sterujących termistor regulujący, wynoszący:  $10 \pm 3$  mA.

Wyniki badań temperaturowych współpracy WK z urządzeniem ARP przy otwartej pętli regulacji dla stałego poziomu wejściowego WK równym  $-5,9$  Np podano w tabeli 3.



Tabela 3

Pozycja regulatora	Prąd grzejny termistora (mA)		Zakres zmian prądu grzejnego $\pm \Delta i_0$		Poziom wyjściowy WK	
	20°C	50°C	20°C	50°C	20°C	50°C
Minimalna	6,80	5,60	-3,0	-3,15	-1,36	-1,33
Środkowa	9,80	8,75	0	0	-1,02	-1,01
Maksymalna	12,85	11,80	+3,05	+3,05	-0,70	-0,69

Z przeprowadzonych badań wynikają następujące wnioski:

1. Opracowane urządzenie ARP dla WK spełnia wymagania i zapewnia założony zakres regulacji
2. Zmniejszenie prądu grzejnego termistora dla pozycji środkowej regulatora przy zmianie temperatury od 20°C do 50°C o 1,05 mA zapewnia temperaturową kompensację wzmacniacza korygowanego.

#### 4.2. Współpraca z korektorem dodatkowym KD

W przypadku korektora dodatkowego KD wymagany zakres sterowania termistorów sterowanych przeciwnie wynosi  $9,5 \pm 4,5$  mA. Wyniki badań temperaturowych współpracy korektora dodatkowego z urządzeniem ARP przy otwartej pętli regulacji podano w tabeli 4.

T a b e l a 4

Pozycja regulatora	Prądy grzejne termistorów (mA)		Zakres zmian prądów grzejnych termistorów $\pm \Delta i$				Tłumiennosc wyjściowa KD (Np)			
	11G 20°C	12G 50°C	$\pm \Delta i1G$ 20°C	$\pm \Delta i1G$ 50°C	$\pm \Delta i2G$ 20°C	$\pm \Delta i2G$ 50°C	20°C	50°C		
Minimalna	5,0	5,0	14,0	14,5	-4,5	-4,75	+4,5	+4,75	0,67	0,67
Środkowa	9,5	9,5	9,50	9,75	0	0	0	0	0,405	0,405
Maksymalna	14,0	14,5	14,0	5,0	+4,5	+4,75	-4,5	+4,75	0,145	0,145

x) Badania z układem kompensacji temperaturowej termistorów.

Z przeprowadzonych badań wynikają następujące wnioski:

1. Opracowane dla korektora dodatkowego urządzenie ARP spełnia wymagania i zapewnia pełną kompensację temperaturową.
2. Symetryczne rozmieszczenie zakresu zmian obu prądów grzejnych termistorów o 0,25 mA w temperaturze od 20°C do 50°C zapewnia pełną kompensację termiczną układu regulacji tłumienneści.

## 5. ZAKOŃCZENIE

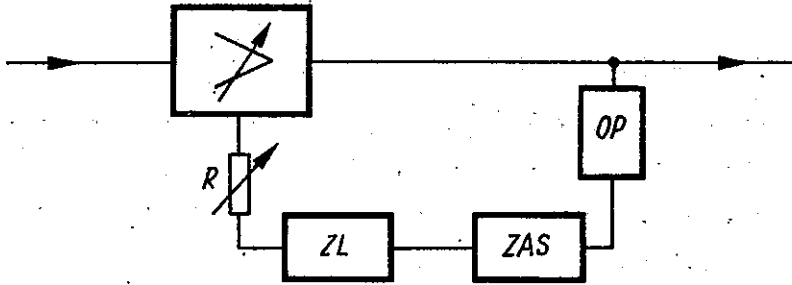
Opracowane i wykonane modele urządzeń automatycznej regulacji poziomu dla systemu TN 960 spełniają przyjęte założenia. W urządzeniach zastosowano szereg ciekawych i oryginalnych rozwiązań układowych, będących przedmiotem zastrzeżeń patentowych. Zasadnicze podzespoły urządzeń ARP zostały zunifikowane, co ułatwi ich seryjną produkcję.

## WYKAZ LITERATURY

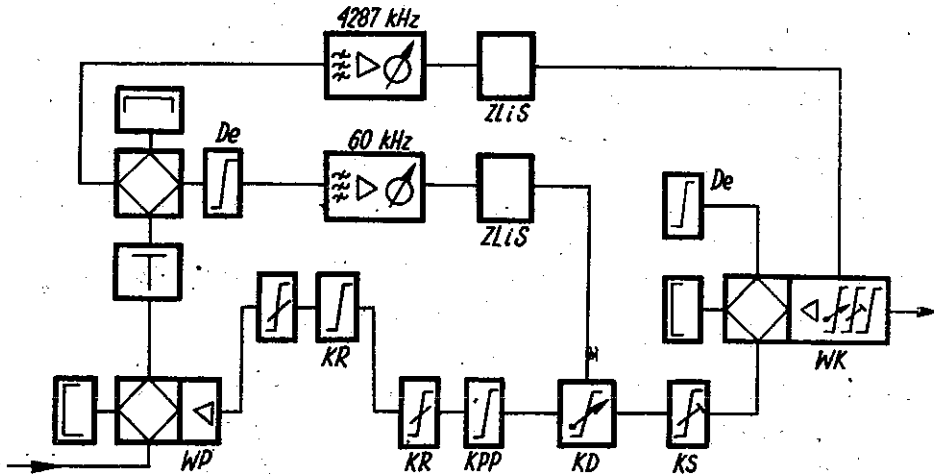
1. Bäckle E.: Eine elektronische Einstellvorrichtung mit Kippschaltungen NTZ 1963. Heft 7.
2. Bartkowski T., Zientalski M.: Badanie możliwości stosowania tranzystorów w bezstykowych układach ARP. Referat wygłoszony na Sesji Naukowej PG - Gdańsk 1965. Sesja Naukowa 1965, Łącz. 2, s. 413.

3. Bartkowski T., Zientalski M., Krajewski R.: Układ tranzystorowo-termistorowego wzmacniacza regulowanego o dużym zakresie regulacji wzmocnienia dla teletransmisyjnych systemów wielokrotnych. Patent PRL Nr 52281.
4. Bartkowski T., Sałaciński J., Zientalski M.: Układ wzmacniacza tranzystorowego o dyskretnej bezstykowej regulacji wzmacniacza. Patent PRL 55048.
5. Bartkowski T., Sałaciński J., Zientalski M.: Tranzystorowy układ bezstykowego wielostanowego licznika rewersyjnego na tranzystorach n-p-n i p-n-p. Patent PRL 54855.
6. Bartkowski T., Zientalski M.: Układ przyspieszający proces regulacji dla dyskretnie sterowanego wzmacniacza z termisterem regulującym. Patent PRL 54980.
7. Bartkowski T., Zientalski M., Jankowski K., Smoczyński M.: Półprzewodnikowy układ blokady skrajnych pozycji licznika rewersyjnego. Patent PRL 57479.
8. Bartkowski T., Zientalski M., Radziwanowski M., Jankowski K.: Półprzewodnikowy selektor poziomu. Patent PRL 58781.
9. Glünder G., Herkert H.: Elektronisches Regeln mehrerer Trägerfrequenz - Verstärker durch zyklische Abfrage und Speichern mit Transfluxoren. NTZ 1966 Heft 10.
10. Korn J.: Eine digitale Leitungsregelung für Trägerfrequenz - Weitverkehrssysteme. NTZ 1964 Heft 10.

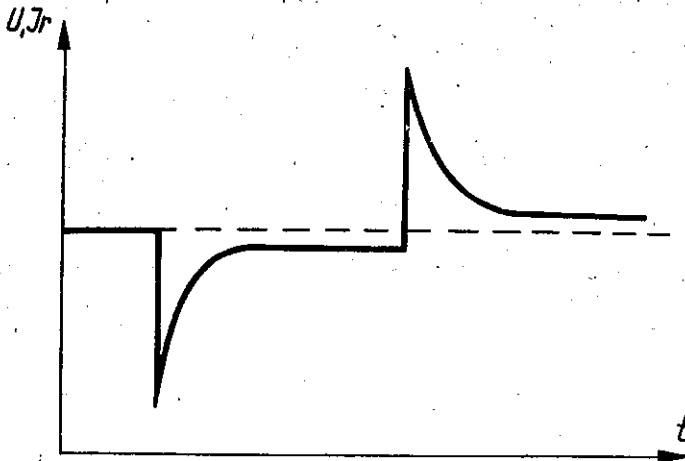
11. Jankowski K., Kasproicz E., Radziwanowski M., Zientalski M.: Układ licznika rewersyjnego z zasilaniem szeregowym dla teletransmisyjnych systemów wielokrotnych. Wynalazek P 142 512 zgłoszony w Urzędzie Patentowym.
12. Jankowski K., Kasproicz E., Radziwanowski M., Zientalski M.: Układ blokady skrajnych pozycji licznika rewersyjnego z zasilaniem szeregowym. Wynalazek P 142 511 zgłoszony w Urzędzie Patentowym.
13. Korn J.: Das Übergangsverhalten einer Kette Schrittwaise arbeitender Leitungsregler. NTZ 1967 Heft 3.
14. Korn J.: Eine Leitungspegel - Steuerung nach der Kabeltemperatur. NTZ 1967 Heft 3.
15. Kolb O.: Der Transfluxor als speichernder Regler in Weitverkehrs TF - Systemen. NTZ 1966 Heft 7.
16. Sałaciński J., Bartkowski T., Zientalski M.: Półprzewodnikowy układ przekaźnikowy ze strefą nieczułości oparty na przerzutnikach Schmitta, pracujący na tranzystorach p-n-p i n-p-n. Patent PRL Nr 53758.
17. Szer J.B.: Statisticzeskije metody analiza i kontrola kaczestwa i nadzieźnosti. Moskwa 1962.
18. Smołow W.B.: Przetworniki dyskretno-analogowe i ich zastosowanie. Wyd. Nauk. Techn. Warszawa, 1963.



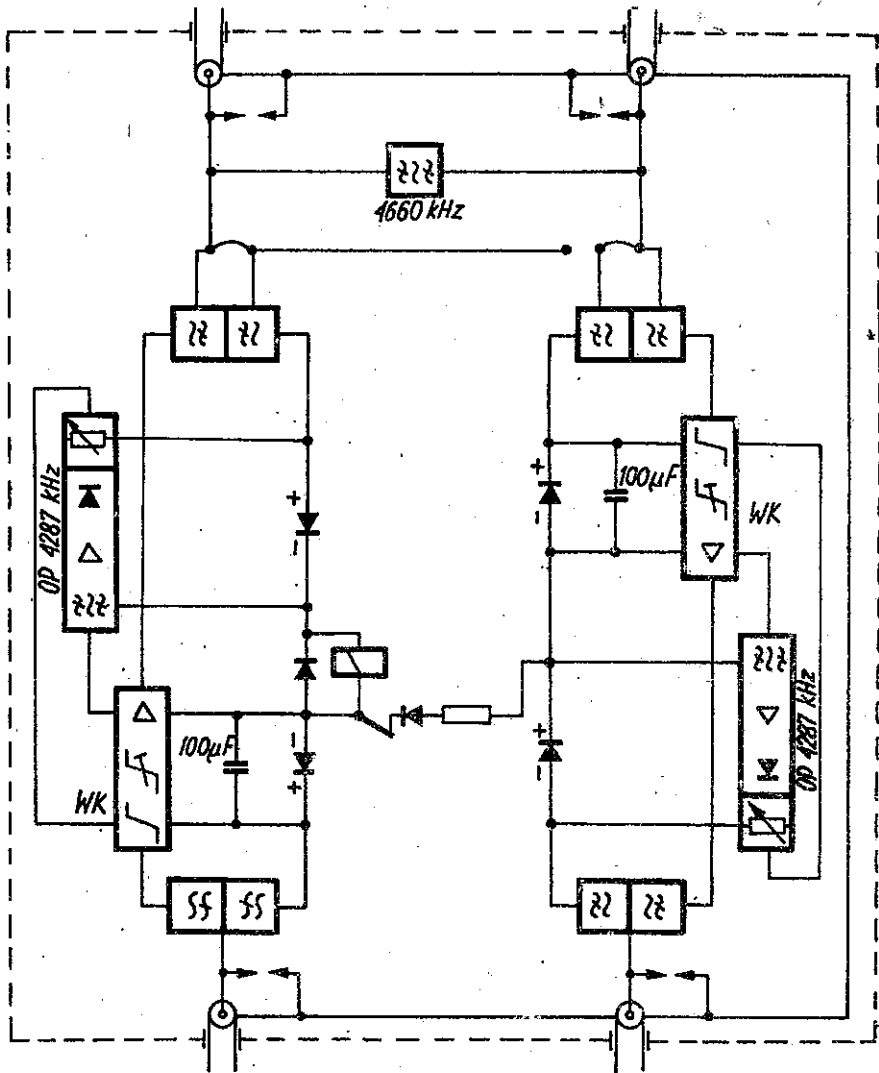
Rys. 1. Schemat blokowy urządzenia dyskretniej regulacji poziomu



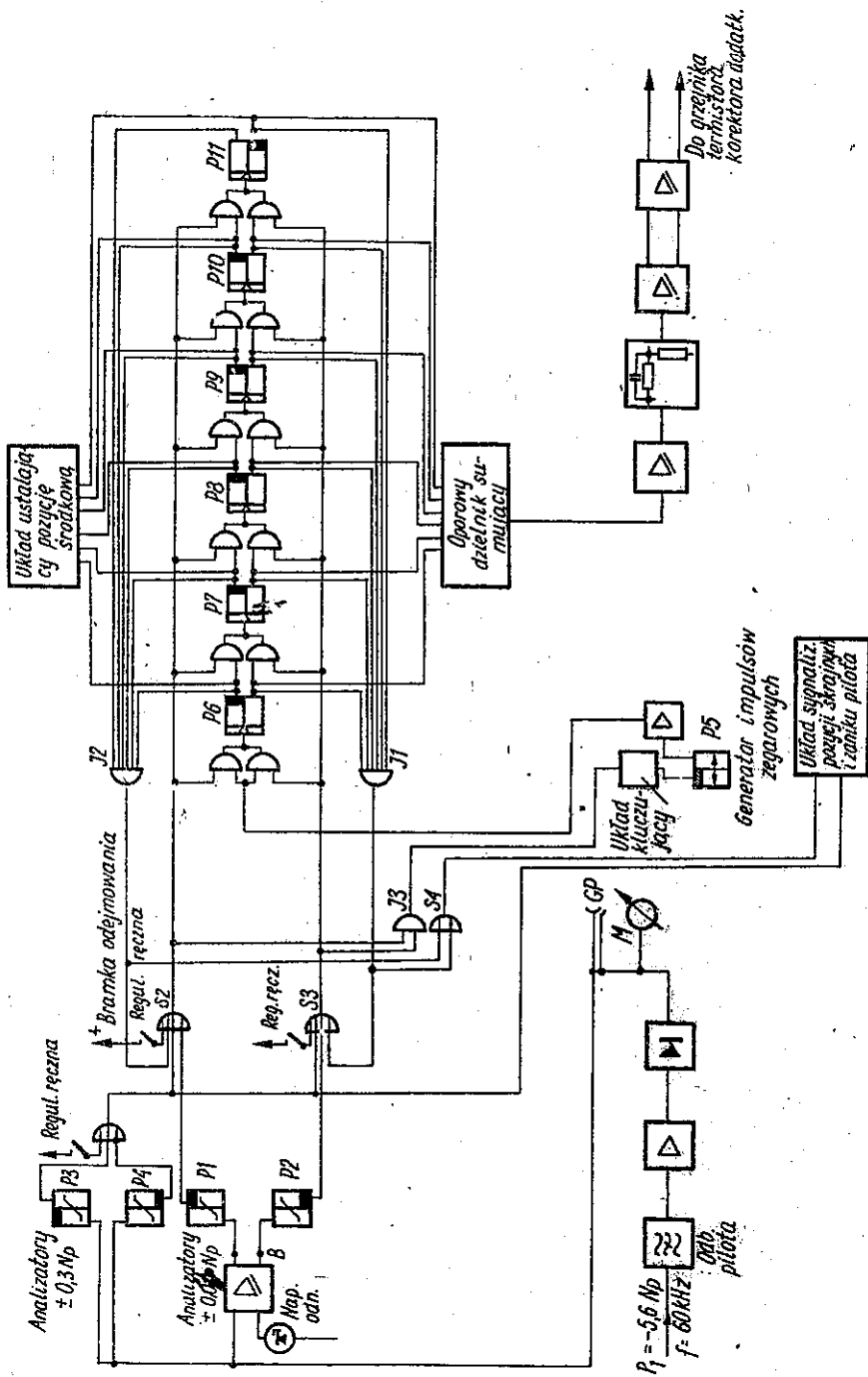
Rys. 2. Sposób włączenia urządzenia ARP do SWO



Rys. 5. Kształt napięcia sterującego i prądu grzejnego termistora

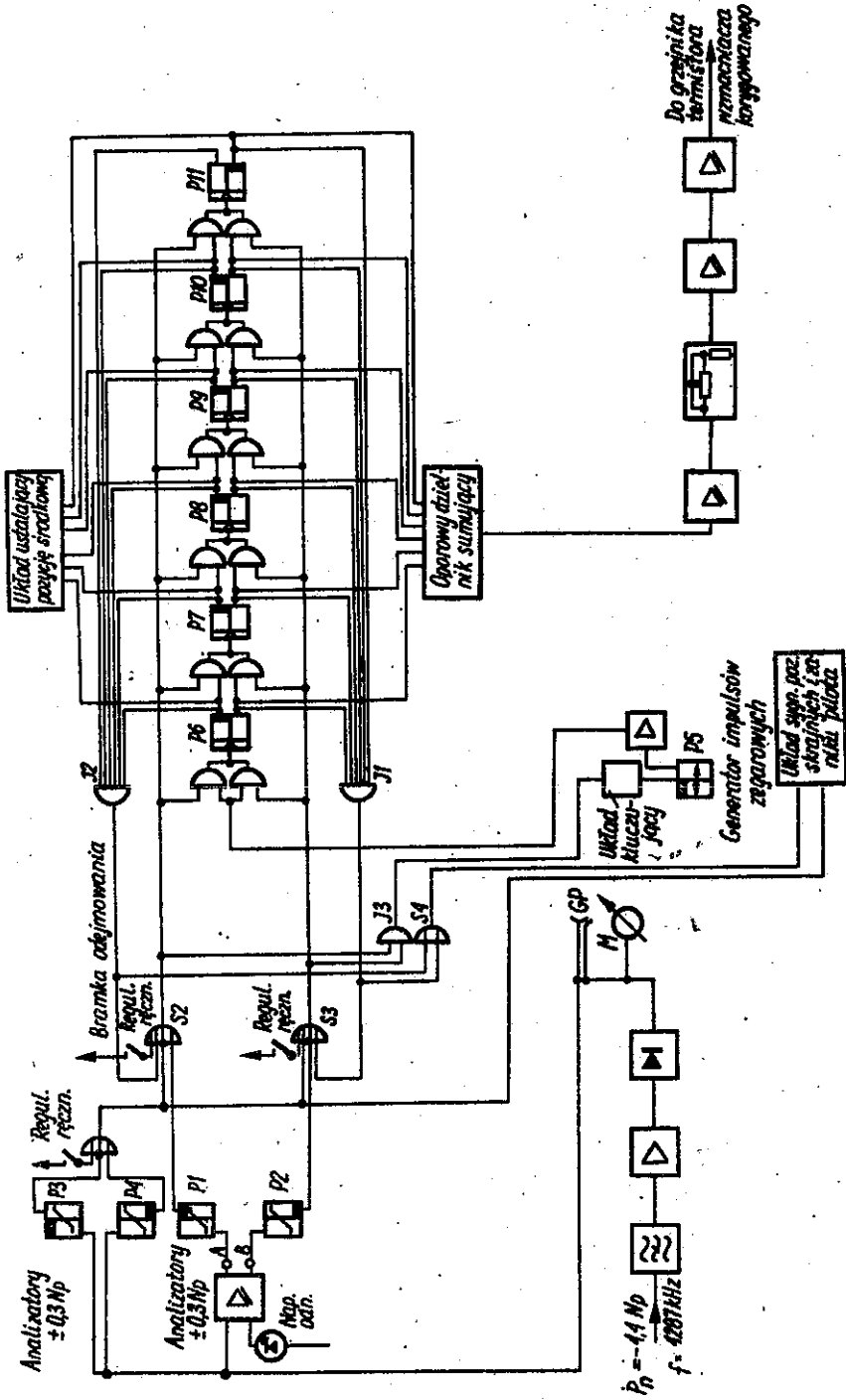


Rys. 3. Niezoborowana stacja wzmacniakowa z urządzeniami ARP

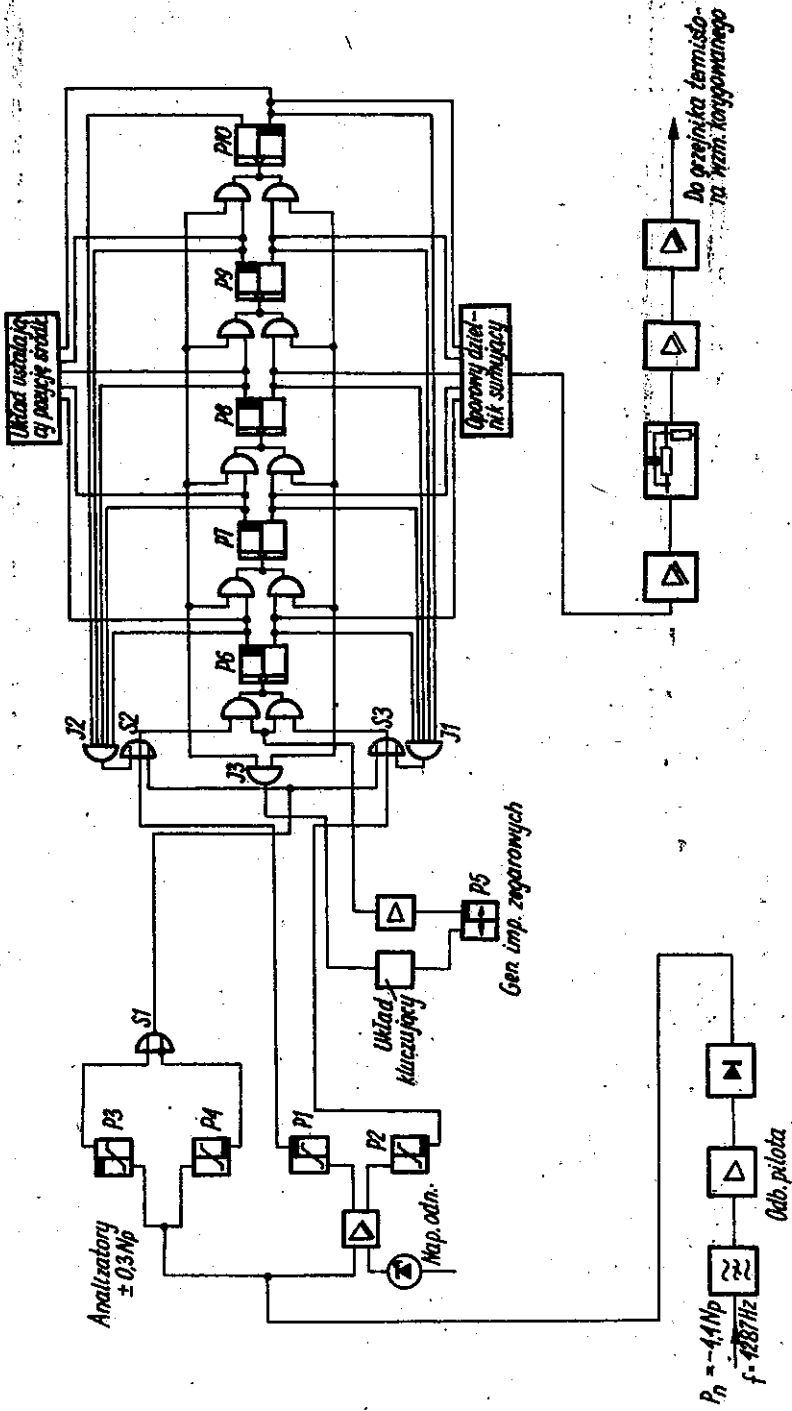


Rys. 4. Schemat blokowy urządzenia ARP dla korektora dodatkowego KD-SWO

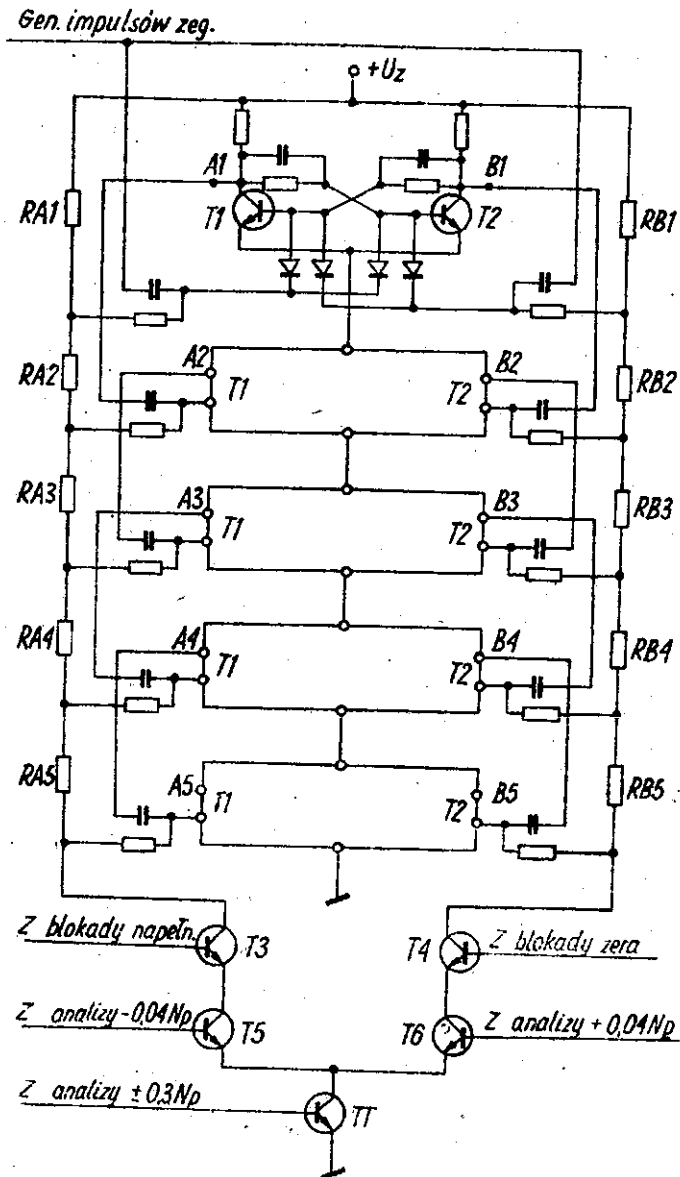




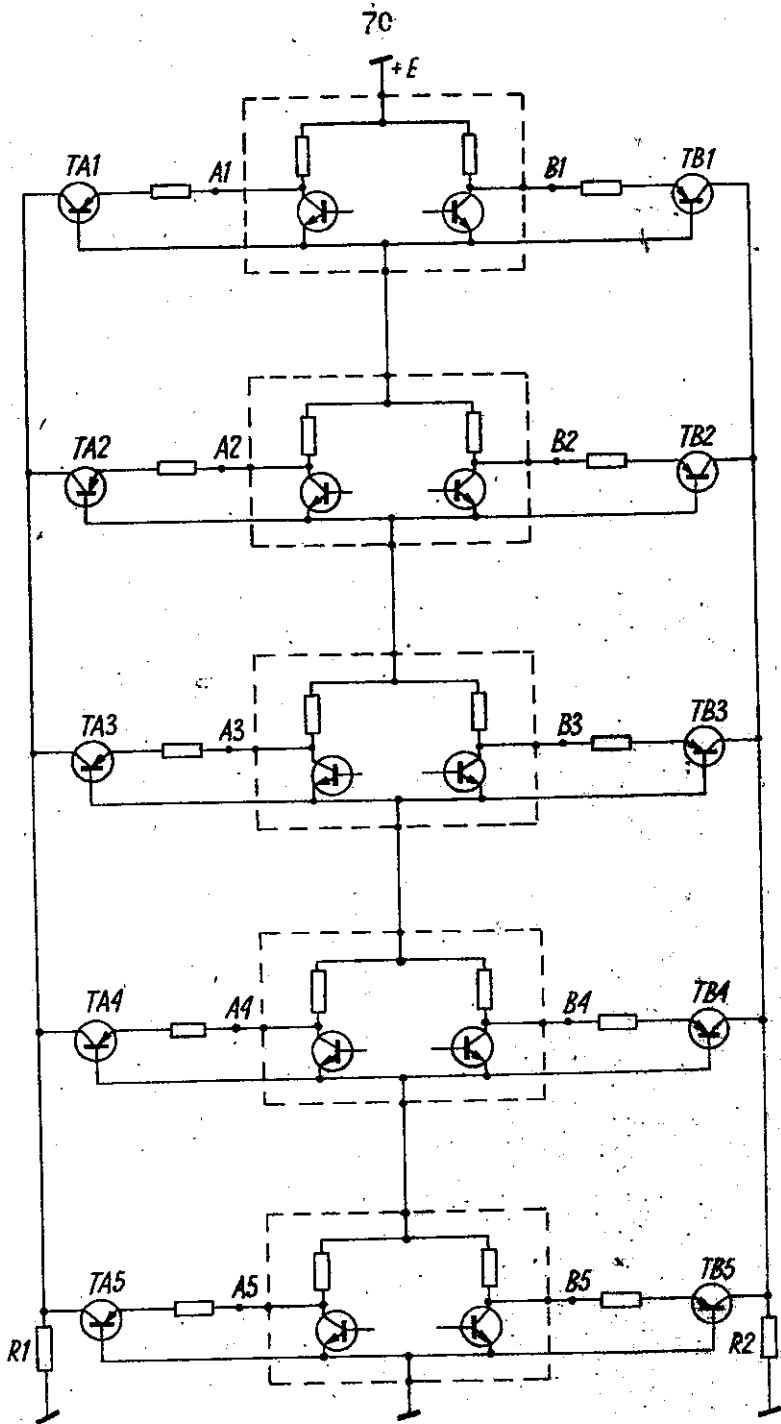
Rys. 6. Schemat blokowy urządzenia ARP wzmacniacza korygowanego SWO



Rys. 7. Schemat blokowy urządzenia ARP wzmacniacza korygowanego SWN



Rys. 8. Układ połączeń licznika rewersyjnego dla SWN



Rys. 9. Układ blokady pozycji skrajnych licznika

Elżbieta Kasprovicz  
Kazimierz Jankowski  
Marian Zientalski

## ANALIZATORY POZIOMU NADAJNIKÓW PILOTA SYSTEMU TN 960

### 1. WSTĘP

W opracowywanym systemie telefonii 960-krotnej dla kontroli traktu liniowego i sterowania urządzeniami ARP wykorzystuje się częstotliwości pilotujące 60 kHz i 4287 kHz.

Informacja o stanie łącza wynika z analizy amplitudy prądów pilotujących i dlatego wymaga się dużej stałości amplitudy nadajników pilota. Do kontroli tej stałości i sygnalizacji przekroczenia dozwolonych tolerancji zmian poziomu ( $\pm 0,04 N_p$  w stosunku do poziomu nominalnego) służą opracowane analizatory.

Schemat blokowy opracowanego zespołu sygnalizacji przedstawia rys. 1<sup>x)</sup>, a jego sposób włączenia - rys.2.

W skład zespołu wchodzi:

- 1) odbiornik prądu pilotowego o częstotliwości 60 kHz lub 4287 kHz,
- 2) układ progowy analizujący strefę  $\pm 0,04 N_p$ ,
- 3) układ sygnalizacji.

---

<sup>x)</sup> Rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.

## 2. ODBIORNIK PRĄDU PILOTOWEGO

Odbiornik pilota zawiera:

- pasmowo-przepustowy filtr kwarcowy  $f_0 = 60$  kHz lub  $f_0 = 4287$  kHz,
- wzmacniacz szerokopasmowy,
- detektor.

Wzmacniacz odbiornika pilota wykonany jest jako szerokopasmowy wzmacniacz trzystopniowy, objęty silnym sprzężeniem zwrotnym. Sprzężenie to stabilizuje wzmacnienie wzmacniacza, uniezależniając je od takich czynników, jak rozrzut parametrów tranzystora, temperatura otoczenia, zmiany napięcia zasilania. Obciążeniem wzmacniacza jest detektor pracujący w układzie podwajacza napięcia.

## 3. UKŁAD PROGOWY

Układ zawiera:

- różnicowy układ porównujący sygnał z detektora odbiornika pilota z napięciem odniesienia,
- sumę logiczną S,
- przerzutnik P analizujący napięcie z układu porównującego i działający przy zmianach napięcia odpowiadających zmianom prądu pilotowego o  $\pm 0,04$  Np od poziomowi nominalnego.

#### 4. UKŁAD SYGNALIZACJI

Układ sygnalizacji stanowi przekaźnik, którego zestyki włączają lampkę i uruchamiają alarm dźwiękowy. Przekaźnik sterowany jest z przerzutnika P i działa przy zmianie stanu przerzutnika.

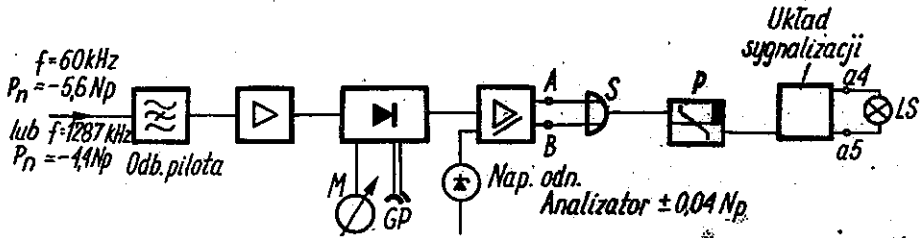
#### 5. ZASADA DZIAŁANIA

Sygnał prądu pilotowego o częstotliwości 60 kHz lub 4287 kHz po wzmocnieniu i detekcji zostaje podany na wejście układu porównującego.

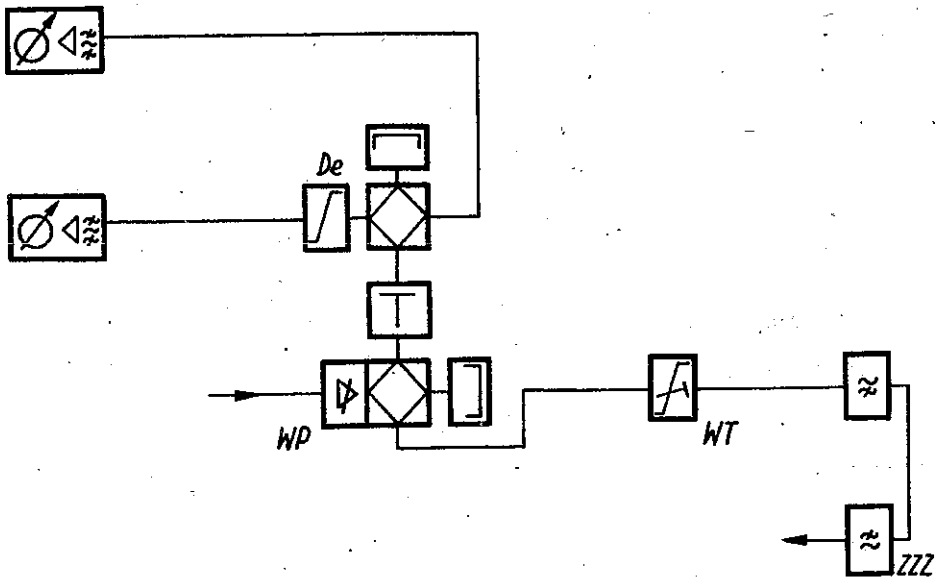
Z różnicowych wyjść A i B sterowana jest suma logiczna S. Zastosowanie sumy logicznej pozwoliło wykorzystać jeden przerzutnik, który analizuje zarówno odchyłkę  $+0,04 N_p$ , jak i  $-0,04 N_p$  od poziomu nominalnego.

Próg przerzutnika P jest tak dobrany, by zmiana stanu nastąpiła przy zmianie poziomu nominalnego o  $\pm 0,04 N_p$  (przekroczenie strefy tolerancji).

W strefie tolerancji na wyjściu iloczynu logicznego pojawia się stan "0", co jest równoznaczne z blokadą układu sygnalizacji. Przekroczenie górnej lub dolnej granicy strefy sygnalizowanej powoduje pojawienie się na wyjściu sumy logicznej stanu "1". Przerzutnik P zmienia stan i uruchamia przekaźnik sygnalizacyjny. Zapala się lampka LS i zostaje uruchomiony alarm dźwiękowy.



Rys. 1. Zespół sygnalizacji nadawanego prądu pilotowego 60 kHz i 1287 kHz dla SWO



Rys. 2. Sposób włączenia analizatora poziomu dla nadajnika pilota



Elżbieta Herter-Skibińska

Jan Kochman

Bohdan Makowski

## NADAJNIKI PRĄDÓW PILOTOWYCH

### 1. WSTĘP

Nadajniki prądów częstotliwości kontrolnych (prądów pilotowych) stanowią grupę urządzeń służących do stabilizacji amplitudy drgań sinusoidalnych lub do generowania drgań sinusoidalnych o stałości częstotliwości nie gorszej od  $\pm 1 \cdot 10^{-5}$  i wahaniach amplitudy mniejszych od  $\pm 0,03 N_p$  w ciągu miesiąca, przy działaniu wszystkich czynników destabilizujących (temperatura, zmiana napięcie zasilających, czas).

Prądy pilotowe wprowadzone w trakt liniowy na początku odcinka regulacyjnego są wykorzystywane do automatycznej regulacji poziomu. Zmiany poziomu prądów pilotowych w układach ARP (automatycznej regulacji poziomu) stanowią źródło informacji o zmianach tłumienności urządzeń służących do transmisji sygnału, znajdujących się między punktem wprowadzenia prądów pilotowych a punktem odbioru.

Nadajniki prądów pilotowych można podzielić na dwie grupy: układy z własnym układem generacyjnym i układy sterowane generatorem zewnętrznym. Problemy stabiliza-

cji amplitudy drgań w obu typach układów można rozwiązywać w taki sam sposób.

W Instytucie Teleelektroniki Politechniki Warszawskiej opracowano trzy typy nadajników dla potrzeb systemu TN 960:

- 1) nadajnik prądu częstotliwości kontrolnej 60 kHz sterowany generatorem zewnętrznym,
- 2) nadajnik 60 kHz z własnym układem generacyjnym,
- 3) nadajnik 4287 kHz z własnym układem generacyjnym.

## 2. METODY STABILIZACJI AMPLITUDY DRGAŃ W NADAJNIKACH PRĄDÓW PILOTOWYCH

Stabilność amplitudy sygnału na wyjściu nadajnika prądów pilotowych przy działaniu różnych czynników destabilizujących można osiągnąć stosując układy automatycznej regulacji poziomu lub tworząc z sygnału sinusoidalnego podawanego na wejście nadajnika przebieg prostokątny o stałej, niezależnej od poziomu wejściowego, amplitudzie.

### 2.1. Układy z automatyczną regulacją poziomu (ARP)

W układach z ARP napięcie wyjściowe po poddaniu detekcji porównuje się z napięciem odniesienia. Wzmocniony sygnał błędu steruje elementem regulacyjnym. Dla sygnałów o małej amplitudzie, może nim być tranzystor pracujący jako element wzmacniający ze zmienianym przez pętlę

ARP punktem pracy w pobliżu obszaru nieprzewodzenia tranzystora. Natomiast dla sygnałów o dużych amplitudach elementem regulacyjnym może być również tranzystor, lecz pracujący jako element o zmiennej oporności w układzie tłumika  $\Gamma$  lub T. Przykłady takiego zastosowania tranzystorów przedstawiono na rys. 1<sup>x)</sup>.

Element regulacyjny przedstawiony na rys. 1a został zastosowany w opracowywanym przez autorów w Katedrze Urządzeń Teletransmisyjnych i Telegraficznych (KUTiT) Politechniki Warszawskiej nadajniku prądu pilotowego G-141 (T 17/D-6433-435).

W układach nadajników z własnym układem generacyjnym często wykorzystuje się automatyczną regulację poziomu w sposób przedstawiony na rys. 2. Automatyczna regulacja poziomu pozwala tu osiągnąć nie tylko stałą amplitudę sygnału wyjściowego, ale również stabilizuje warunki pracy rezonatora kwarcowego, co korzystnie wpływa na stabilność częstotliwości układu generacyjnego.

## 2.2. Stabilizacja poziomu metodą ograniczania

Stabilizację poziomu metodą ograniczania osiąga się przez uformowanie z przebiegu wejściowego, za pomocą odpowiednich układów, sygnału o przebiegu prostokątnym i stałej amplitudzie. Następnie za pomocą odpowiedniego filtra wytłumia się wszystkie składowe widma sygnału prostokątnego z wyjątkiem składowej podstawowej.

---

<sup>x)</sup> Wszystkie rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.

W układach nadajników prądów pilotowych systemu TN 960 zastosowano właśnie tę metodę stabilizacji amplitudy.

Określmy wpływ czasu narastania i opadania impulsu oraz asymetrii przebiegu na wyjściu układu formującego przebieg prostokątny na stałość amplitudy sygnału wyjściowego nadajnika.

W tym celu przeprowadzimy analizę widma sygnałów przedstawionych na rys. 3a i b. Zależność amplitudy składowej podstawowej i tłumienności drugiej i trzeciej harmonicznej od asymetrii przebiegu prostokątnego przedstawiono na rys. 4. Wpływ czasu narastania i opadania zboczy przebiegu na wyjściu układu formującego na amplitudę składowej podstawowej przedstawiono na rys. 5. Przyjĳto tu założenie, że sygnał na wyjściu układu formującego ma kształt trapezu symetrycznego.

Analizując rozwinięcie na szereg Fouriera tego przebiegu, można wyciągnąć interesujące wnioski, dotyczące tłumienności drugiej i trzeciej harmonicznej. Przy założeniu, że jest to przebieg symetryczny, tłumienność drugiej harmonicznej powinna być bardzo duża ( $A_{h2} \rightarrow \infty$ ). Przebieg charakterystyki tłumieniowej filtru służącego do wytłumienia niepożądanych składowych widma sygnału prostokątnego należy więc określać przede wszystkim z warunku na tłumienność trzeciej harmonicznej. W przebiegu symetrycznym prostokątnym tłumienność trzeciej harmonicznej wynosi  $\ln 3$ . Zatem selektywny obwód wyjściowy powinien tłumić trzecią harmoniczną o wartość będącą różnicą wymaganej tłumienności i  $\ln 3$ . Dla uzy-

skania tłumienności trzeciej harmonicznej  $A_{h3}$  równej  $5 N_p$  wystarczy zastosować obwód rezonansowy o dobroci wypadkowej  $Q$  równej 20. Jednakże dla uniknięcia wpływu starzenia i współczynników termicznych elementów obwodu rezonansowego na stałość poziomu wyjściowego w układach nadajników, należy stosować proste filtry środkowoprzepustowe. Z przedstawionych na rys. 4 i 5 wyników analizy wynika, że dla uzyskania stałej amplitudy składowej podstawowej przebieg na wyjściu układu formującego powinien cechować się:

- a) względnym czasem narastania mniejszym od 0,05

$$\frac{T_1}{T} \leq 0,05$$

- b) jak największą symetrią

$$0,47 \leq \frac{T_0 + T_1}{T} \leq 0,53$$

- c) stałą amplitudą  $A$  sygnału.

### 3. UKŁADY FORMUJĄCE PRZEBIEG PROSTOKĄTNY Z PRZEBIEGU SINUSOIDALNEGO

Dla uformowania przebiegu prostokątnego cechującego się zgodnością okresu i przejść przez zero (przy założeniu, że sygnał wejściowy i wyjściowy pozbawione są składowej stałej) można wykorzystać układy dyskryminatorów amplitudy, reagujące w odpowiedni sposób na przejście przez zero sygnału wejściowego.

W nadajnikach prądu pilotowego systemu TN 960 do formowania przebiegu prostokątnego zastosowano wzmacniacz złożony z łańcuchowego połączenia dwu wzmacniaczy różnicowych, przy czym ostatni stopień sterowany sygnałem o dużej amplitudzie pracuje jako przełącznik prądu. Dzięki takiemu rozwiązaniu układu formowania przebiegu prostokątnego uzyskano możliwość:

- a) formowania przebiegu prostokątnego bez wprowadzenia tranzystora w stan nasycenia w wyniku ograniczenia prądu emitera,
- b) uzyskania bardzo krótkich czasów przełączania dzięki temu, że tranzystory w układzie różnicowym pracują względem siebie w układzie OB lub OC,
- c) zastosowania liniowych układów scalonych, na przykład produkowanych przez RCA typu CA 3026,
- d) nadania identycznej struktury nadajnikom z własnym układem generacyjnym i sterowanym,
- e) łatwość uzyskania symetrycznego przebiegu pozbawionego drugiej harmonicznej.

Na rysunku 6 przedstawiono podstawowe układy nadajników sterowanego i z własnym układem generacyjnym. W układach tych dioda Zenera DZ 1 stabilizuje napięcie  $U_{AB}$ . Stabilność tego napięcia gwarantuje stabilność prądu płynącego przez opornik  $R_E$  i przełączanego przez zespół tranzystorów T4 i T5.

W nadajnikach w szereg z diodą DZ 1 włączono odpowiednią liczbę diod pracujących w kierunku przepustowym

dla uzyskania kompensacji temperaturowych zmian napięcia na diodzie Zenera i na złączu emiter-baza tranzystora.

Dla uniknięcia wpływu zmian współczynnika wzmocnienia prądowego  $\beta$  tranzystorów na stałość amplitudy prądu kolektora tranzystora T4 założono, że współczynnik wzmocnienia prądowego zastosowanych w układzie tranzystorów będzie większy od 80.

Zmiana współczynnika wzmocnienia prądowego  $\beta$  w granicach od 70 do 200 powoduje zmianę poziomu wyjściowego mniejszą od 0,01 Np.

Wyniki badań wpływu temperatury i napięć zasilających na stałość poziomu wyjściowego nadajników przedstawiono na rys. 7.

#### 4. ZAGADNIENIA ZWIĄZANE ZE STABILNOŚCIĄ CZĘSTOTLIWOŚCI NADAJNIKÓW Z WŁASNYM UKŁADEM GENERACYJNYM

Modele laboratoryjne nadajników prądu częstotliwości kontrolnych z własnym układem generacyjnym opracowano przyjmując założenie, że wymaganą miesięczną stałość częstotliwości ( $\pm 1 \cdot 10^{-5}$ ) będzie można uzyskać bez zastosowania układu termostatu, stosując jedynie proste układy kompensacyjne. Nadajniki 4287 kHz zbudowano w ten sposób, że w układzie generacyjnym zastosowano szeregowo połączenie dwu rezonatorów kwarcowych o cięciu AT i o wzajemnie kompensujących się współczynnikach temperaturowych zmian częstotliwości rezonansu szeregowego. Jednak-

że rozrzuty współczynników termicznych stosowanych rezonatorów kwarcowych były tak duże, że uniemożliwiły zastosowanie określonego typu układu kompensacyjnego.

Dla uzyskania wymaganej stałości częstotliwości w funkcji zmian temperatury otoczenia zastosowano układ termoregulacji, opracowany już poprzednio dla nadajników systemu TN 300. Schemat tego termoregulatora przedstawiono na rys. 8. Składa się on z układu generującego przebieg piłozębny, układu formującego, przerzutnika Schmidta i układu sterującego grzejnik. Rolę czujnika temperaturowego w układzie spełnia termistor.

Jeżeli temperatura otoczenia termistora jest w przybliżeniu równa nominalnej, to każdy impuls wchodzący na wejście przerzutnika Schmidta z układu formującego powoduje zmianę jego stanu, a tym samym rozpoczęcie przepływu prądu przez obwód grzejnika. Impuls prądu przepływającego przez grzejnik kończy się w momencie zrównania napięć na bazach tranzystorów T<sub>3</sub> i T<sub>4</sub>. Moment ten jest uwarunkowany między innymi temperaturą panującą wewnątrz termostatu, wpływającą na oporność termistora T<sub>m</sub>.

Przy zastosowaniu odpowiedniej konstrukcji termostatu przedstawiony na rys. 8a układ termoregulacji pozwala uzyskać stałą temperaturę wewnątrz termostatu z dokładnością do  $\pm 0,1^{\circ}\text{C}$  przy zmianach temperatury otoczenia od  $+ 10^{\circ}\text{C}$  do  $+ 50^{\circ}\text{C}$ .

Ze względu na małą wymaganą stałość miesięczną częstotliwości rezonatorów kwarcowych stosowanych w nadajnikach, znacznie uproszczono konstrukcję korpusu termostatu, obniżając tym samym stałość temperatury wewnątrz

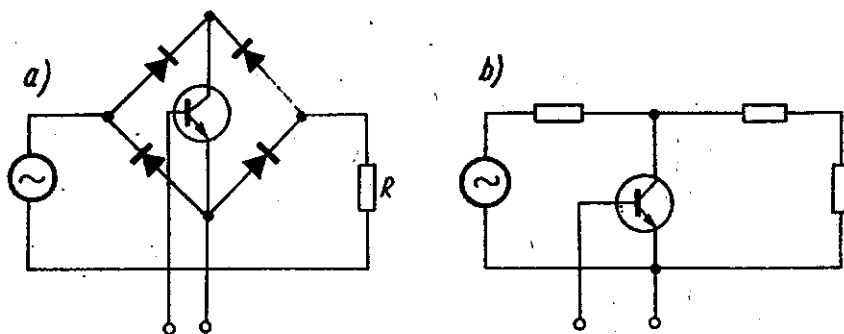


termostatu. Wyniki pomiarów wpływu temperatury na stałość częstotliwości prądów pilotowych generowanych w nadajnikach przedstawiono na rys. 9.

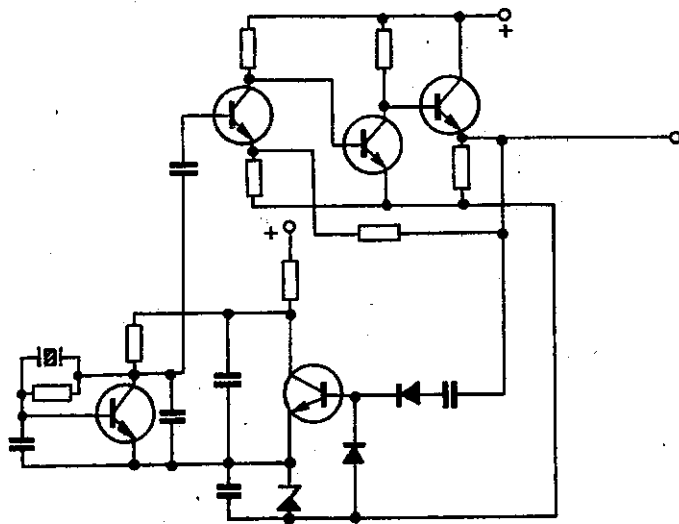
## 5. ZAKOŃCZENIE

Przeprowadzona analiza i badanie zespołów pozwalają stwierdzić, że zastosowane układy ograniczania mogą być z powodzeniem stosowane w nadajnikach prądów pilotowych.

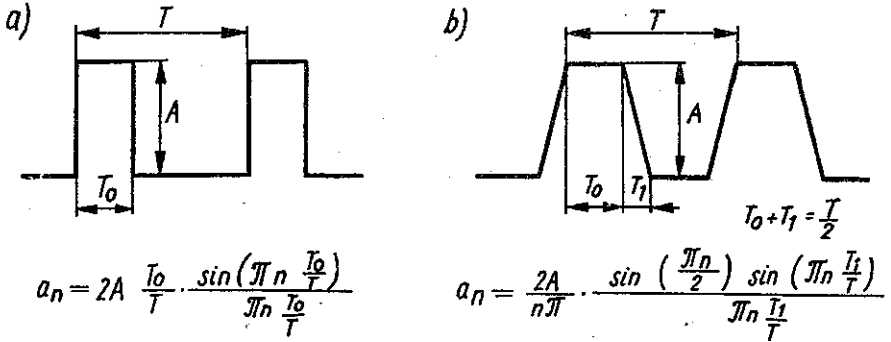
Metoda ograniczania pozwala nadać identyczną strukturę układowi aktywnym w nadajnikach z własnym układem generacyjnym i sterowanym generatorem zewnętrznym.



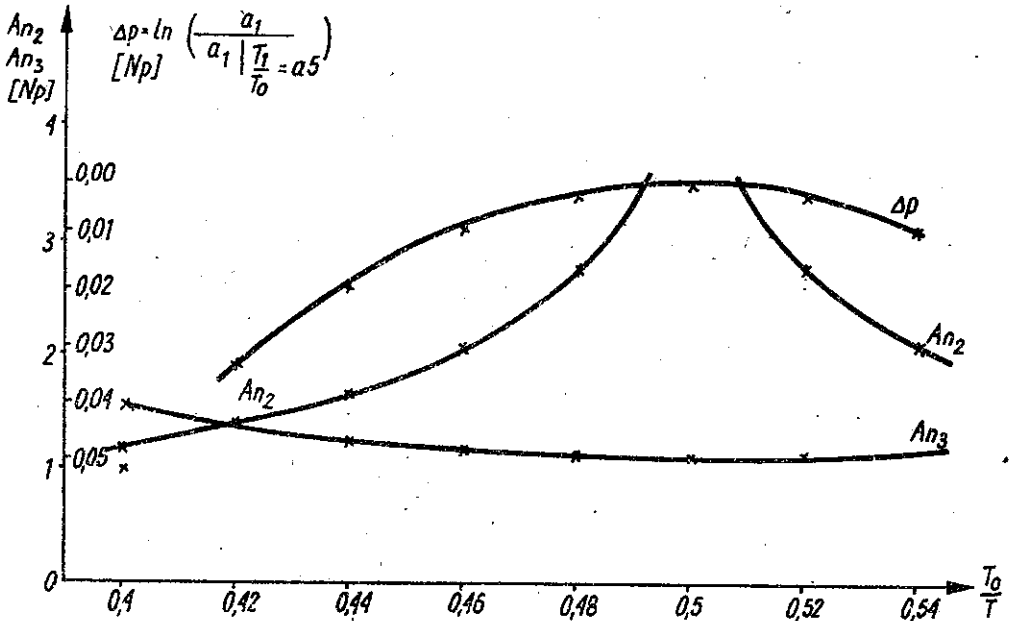
Rys. 1. Tranzystor jako element regulacyjny w układzie tłumika:  
a/ typu I, b/ typu T



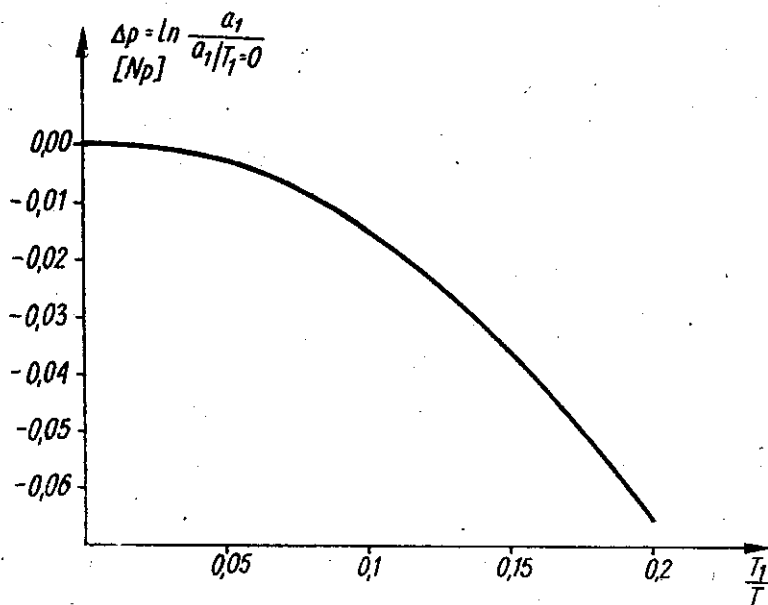
Rys. 2. Schemat nadajnika prądu częstotliwości kontrolnej  
1364 kHz opracowany w KURiT dla systemu TN 300



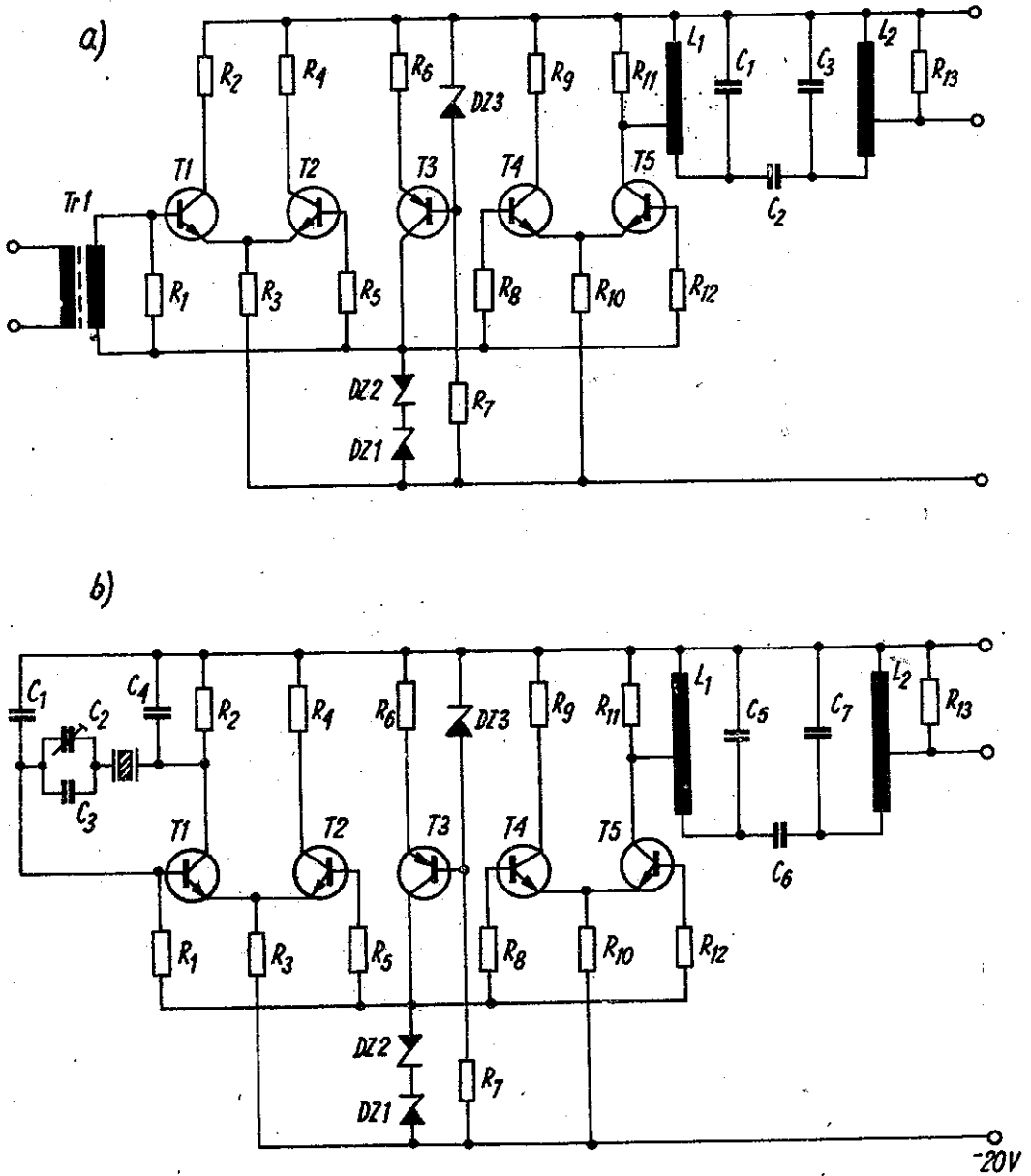
Rys. 3. Aproksymacja przebiegu na wyjściu ogranicznika wykorzystanego do: a/ analizy wpływu asymetrii przebiegu na składową podstawową i harmoniczną drugą i trzecią, b/ analizy wpływu czasu narastania i opadania na stałość amplitudy składowej podstawowej



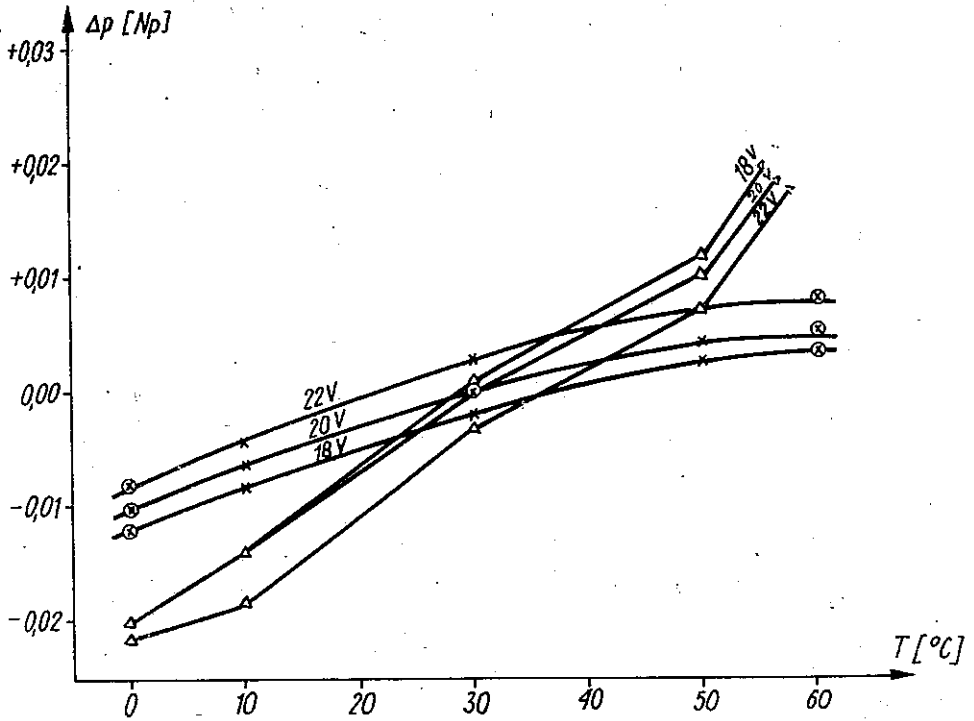
Rys. 4. Wpływ asymetrii przebiegu z rys. 3a na amplitudę składowej podstawowej i tłumienności drugiej i trzeciej harmonicznej



Rys. 5. Wpływ czasu narastania i opadania impulsu na wyjściu układu formującego /rys. 5b/ na amplitudę składowej podstawowej



Rys. 6. Podstawowe układy nadajników: a/ sterowanego, b/ z własnym układem generacyjnym

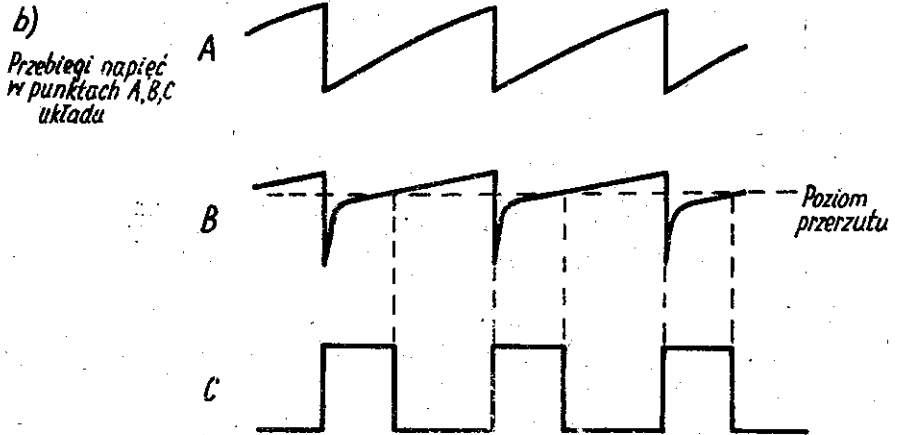
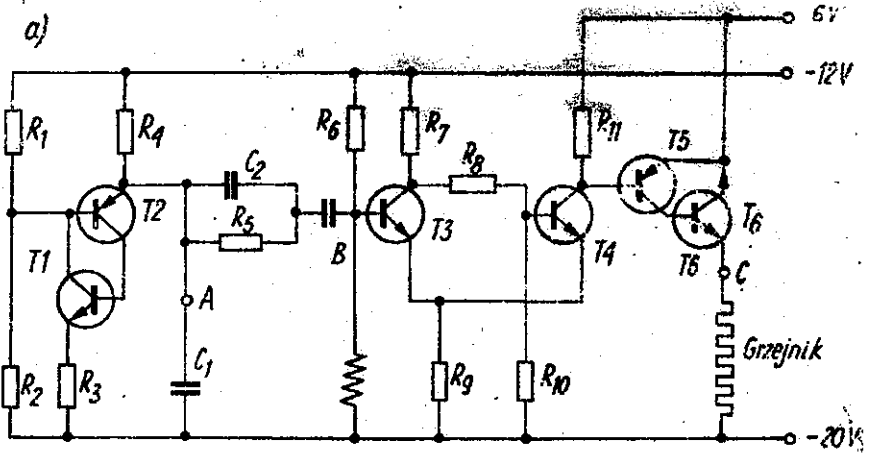


Rys. 7. Wpływ napięć zasilających i temperatury na stałość poziomu wyjściowego

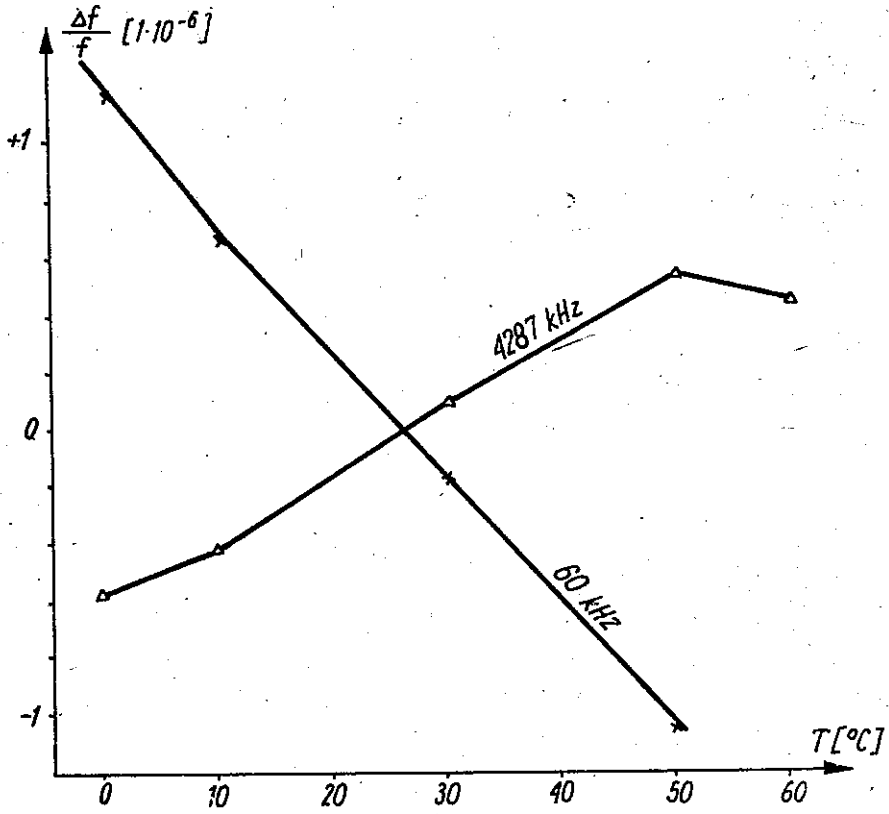
○ - wyniki pomiarów nadajnika sterowanego 60 kHz

× - wyniki pomiarów nadajnika 60 kHz z własnym układem generacyjnym

△ - wyniki pomiarów nadajnika 4287 kHz z własnym układem generacyjnym



Rys. 8. a/ Schemat układu termoregulatora, b/ Przebiegi napięć w różnych punktach układu



Rys. 9. Wpływ temperatury otoczenia na częstotliwości drgań na wyjściu nadajników 60 kHz i 4287 kHz





